



(12) Ausschließungspatent

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1

Patentgesetz der DDR

vom 27.10.1983

in Übereinstimmung mit den entsprechenden
Festlegungen im Einigungsvertrag

5(51) H 04 N 7/01

DEUTSCHES PATENTAMT

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21) DD H 04 N / 338 438 5

(22) 27.07.88

(44) 05.12.91

(31) 078341

(32) 27.07.87

(33) US

(71) siehe (73)

(72) Isnardi, Michael A., US

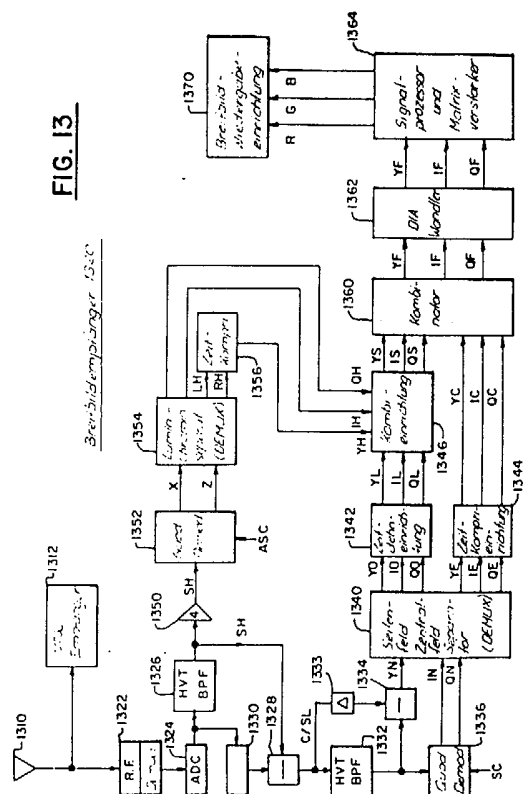
(73) RCA Licensing Corporation, Two Independence Way, Princeton, N. J. 08540, US

(74) Hübner, Neumann, Radwer, Rechtsanwalt und Patentanwälte, Frankfurter Allee 286, O - 1130 Berlin, DE

(54) Anordnung zum Empfang eines fernsehartigen Signals

(55) Anordnung; Empfang; fernsehartiges Signal; zusätzlicher Hilfsträger; Breitbildinformation; Standardbildseitenverhältnis; Basisbandsignalpfad; Demodulation; modulierter Zusatzhilfsträger; Bildsignalverarbeitungseinrichtung; Ausgangssignal

(57) Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum Empfang eines fernsehartigen Signals, das einen zusätzlichen Hilfsträgers enthält, der mit Breitbildinformationen moduliert ist, welche in bezug auf die Videoinformation mit einem Standardbildseitenverhältnis unkorreliert ist. Der modulierte Hilfsträger wird zusammen mit einer Videoinformation mit Standardbildseitenverhältnis in einen Basisbandsignalpfad übertragen. Erfindungsgemäß enthält die Anordnung eine Einrichtung zur Demodulation des modulierten Zusatzhilfsträgers für die Gewinnung der Breitbildinformation. Eine weitere Einrichtung spricht auf die wiedergewonnene Breitbildinformation mit der Information zur Erzeugung eines Breitbildsignals an, das ein Standard-Bildseitenverhältnis aufweist. Es ist eine Einrichtung zur Bildsignalverarbeitung vorgesehen, die auf das Breitbildsignal zur Bildung eines Ausgangssignals anspricht und das sich zur Wiedergabe eignet. Fig. 13



Patentansprüche:

1. Anordnung zum Empfang eines fernsehartigen Signals, das einen zusätzlichen Hilfsträger enthält, der mit Breitbildinformationen moduliert ist, welche in bezug auf die Videoinformation mit einem Standardbildseitenverhältnis unkorreliert ist, wobei der modulierte Hilfsträger zusammen mit einer Videoinformation mit Standardbildseitenverhältnis in einen Basisbandsignalpfad übertragen wird, **gekennzeichnet durch** eine Einrichtung (1352) zur Demodulation des modulierten Zusatzhilfsträgers zur Gewinnung der Breitbildinformation; eine Einrichtung (1346, 1360), die auf die wiedergewonnene Breitbildinformation mit der Information zur Erzeugung eines Breitbildsignals, das ein Standard-Bildseitenverhältnis aufweist, anspricht; und eine Einrichtung (1364) zur Bildsignalverarbeitung, die auf das Breitbildsignal zur Bildung eines Ausgangssignals anspricht, das sich zur Wiedergabe eignet.
2. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die wiedergewonnene Breitbildinformation eine wiedergewonnene hochfrequente Seitenfeldinformation enthält und daß außerdem eine Einrichtung (1344) zur Zeitkomprimierung der wiedergewonnenen hochfrequenten Seitenfeldinformation enthalten ist.
3. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Breitbildinformation linke und rechte Seitenfeldkomponenten mit nieder- und hochfrequenten Informationen umfaßt, wobei die linken und rechten hochfrequenten Informationen den Zusatzhilfsträger quadraturmoduliert; und daß weiterhin eine Einrichtung (1356) zur Zeitkomprimierung der wiedergewonnenen hochfrequenten Seitenfeldinformationen vorgesehen ist.
4. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß das fernsehartige Signal ein Farbvideosignal mit Luminanz- und Chrominanzkomponenten ist und daß der Zusatzhilfsträger durch die hochfrequenten Luminanz- und Chrominanzseitenfeldkomponenten quadraturmoduliert ist.
5. Anordnung nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß die hochfrequente Luminanzseitenfeldkomponente, die den Zusatzträger moduliert, eine zeitlich gedehnte Form aufweist; und daß eine Einrichtung (1356) für die Zeitkomprimierung der hochfrequenten Seitenfeldluminanzinformation, die durch die Demodulationseinrichtung (1352) wiedergewonnen wird, vorgesehen ist.

Hierzu 16 Seiten Zeichnungen

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum Empfang eines fernsehartigen Signals, das einen zusätzlichen Hilfsträger enthält, der mit Breitbildinformationen moduliert ist, welche in bezug auf die Videoinformation mit einem Standardbildseitenverhältnis unkorreliert ist. Dabei wird der modulierte Hilfsträger zusammen mit einer Videoinformation mit Standardbildseitenverhältnis in einem Basisbandsignalpfad übertragen. Die erfindungsgemäße Anordnung kann in einem Breitbild-Fernsehsystem angewendet werden, das kompatibel mit herkömmlichen Fernsehempfängern ist, deren Bildseitenverhältnis kleiner als das Seitenverhältnis von Breitbildern ist.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

Ein herkömmlicher Fernsehempfänger wie z. B. ein Empfänger, der auf die in den USA und anderswo gebräuchliche NTSC-Rundfunknorm abgestimmt ist, hat ein Bildseitenverhältnis (Verhältnis der Breite zur Höhe des wiedergegebenen Bildes) von 4:3. In jüngster Zeit besteht jedoch Interesse an höheren Bildseitenverhältnissen für Fernsehempfänger, z. B. den Verhältnissen 2:1, 16:9 oder 5:3. Solche höheren Bildseitenverhältnisse entsprechen eher dem Gesichtsfeld des menschlichen Auges als das 4:3-Bildseitenverhältnis eines herkömmlichen Fernsehempfängers. Besondere Beachtung schenkt man Videosignalen für ein Bildseitenverhältnis von 5:3, da dieser Wert dem Bildseitenverhältnis von Kinofilmen entspricht. Solche Videosignale können dann ohne Beschneidung der Bildinformation gesendet und empfangen werden. Breitbild-Fernsehsysteme (in Anlehnung an die Kinofilmtechnik auch „Breitwandssystem“ genannt), die einfach Signale mit einem höheren Bildseitenverhältnis als herkömmliche Systeme übertragen, sind jedoch inkompatibel mit Empfängern, die das konventionelle Bildseitenverhältnis haben. Dies macht eine weit verbreitete Einführung von Breitbildsystemen schwierig. Es besteht also Bedarf an einem Breitbildsystem, das kompatibel mit herkömmlichen Fernsehempfängern ist.

Ziel der Erfindung

Ziel der Erfindung ist es, die Bildqualität wiedergegebener Fernsehbilder über die gesamte Wiedergabefläche zu erhöhen und ein höheres Bildseitenverhältnis als bei herkömmlichen Fernsehempfängern zu ermöglichen, das dem Gesichtsfeld des menschlichen Auges besser entspricht.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Anordnung zum Empfang eines fernsehartigen Signals zu schaffen, das einen zusätzlichen Hilfsträger enthält, der mit Breitbildinformationen moduliert ist, welche hinsichtlich der Videoinformation mit einem Standardbildseitenverhältnis unkorreliert ist, wobei der modulierte Hilfsträger zusammen mit einer Videoinformation mit Standardbildseitenverhältnis in einen Basisbandsignalpfad übertragen wird. Die Anordnung soll die Bildwiedergabe mit einem höheren Bildseitenverhältnis in herkömmlichen Fernsehempfängern ermöglichen.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß die Anordnung drei Einrichtungen enthält, wobei die erste Einrichtung der Demodulation des modulierten Zusatzhilfsträgers zur Gewinnung der Breitbildinformation dient. Die zweite Einrichtung spricht auf die wiedergewonnene Breitbildinformation mit der Information zur Erzeugung eines Breitbildsignals an, das ein Standard-Bildseitenverhältnis aufweist. Es ist ferner eine Einrichtung zur Bildsignalverarbeitung enthalten, die auf das Breitbildsignal zur Bildung eines Ausgangssignals anspricht, das sich zur Wiedergabe eignet. Dabei enthält die wiedergewonnene Breitbildinformation eine wiedergewonnene hochfrequente Seitenfeldinformation. Die erfindungsgemäße Anordnung enthält auch noch eine Einrichtung zur Zeitkomprimierung der wiedergewonnenen hochfrequenten Seitenfeldinformation. In weiterer Ausbildung der Erfindung umfaßt die Breitbildinformation linke und rechte Seitenfeldkomponenten mit nieder- und hochfrequenten Informationen, wobei diese linken und rechten hochfrequenten Informationen den Zusatzhilfsträger quadraturmoduliert.

In einer zusätzlichen Einrichtung erfolgt eine Zeitkomprimierung der wiedergewonnenen hochfrequenten Seitenfeldinformationen. Zweckmäßigerweise ist das fernsehartige Signal ein Farbvideosignal mit Luminanz- und Chrominanzkomponenten. Ferner ist der Zusatzhilfsträger durch die hochfrequenten Luminanz- und Chrominanzseitenfeldkomponenten quadraturmoduliert. Die Erfindung zeichnet sich dadurch aus, daß die hochfrequente Luminanzseitenfeldkomponente, die den Zusatzträger moduliert, eine zeitlich gedehnte Form aufweist. Bestandteil der Anordnung ist auch eine Einrichtung zur Zeitkomprimierung der hochfrequenten Seitenfeldluminanzinformation, die durch die Demodulationseinrichtung wiedergewonnen wird.

Ausführungsbeispiele

- Fig. 1: zeigt ein Blockschaltbild von einem Kodierer für ein kompatibles Breitbildfernsehsystem in Übereinstimmung mit den Prinzipien der vorliegenden Erfindung;
 Fig. 2 bis 5: zeigen Signalwellenformen, die für das Verstehen des Betriebs des Systems gemäß Figur 1 nützlich sind;
 Fig. 6 bis 10, 12 u. 12 a bis 12 d: zeigen Aspekte des Systems gemäß Figur 1 in ausführlicherer Darstellung;
 Fig. 10 a bis 10 c: veranschaulichen Aspekte der Filteranordnungen, die zu einem Filternetz gehören, das in Figur 10 gezeigt wird;
 Fig. 11: veranschaulicht eine Amplituden-Frequenzgang-Kurve zusammen mit einem Merkmal des Systems gemäß Figur 1;
 Fig. 13: zeigt ein Blockschaltbild eines Teils eines Breitbild-Fernsehempfängers einschließlich eines erfindungsgemäßen Dekodierapparates; und
 Fig. 14: zeigt einen Teil des Dekodierers gemäß Figur 13 in größerer Ausführlichkeit.

Ein kurzer Überblick über das zu beschreibende System wird nützlich sein. Ein System, das der Übertragung von Fernsehbildern mit einem großen Bildseitenverhältnis von z. B. 5:3 über einen Standardkanal wie z. B. einen NTSC-Kanal dient, sollte mittels eines Breitbildempfängers eine hochqualitative Bildwiedergabe erreichen, während beobachtbare Qualitätsverschlechterungen bei einer Standardwiedergabe mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 weitestgehend reduziert oder ausgeschaltet werden. Die Anwendung von Signalkompressionsverfahren auf die Seitenfelder eines Bildes nutzt den horizontalen Überabtastbereich bei einer Wiedergabe mit einem Standard-NTSC-Fernsehempfänger, es kann jedoch zu Bildauflösungsverlusten in den Seitenfeldbereichen eines umgestalteten Breitbildes kommen. Eine zeitliche Kompression führt zur Ausdehnung des Frequenzbereiches. Deshalb würden nur Niederfrequenzkomponenten die Verarbeitung in einem Standardfernsehsystem, der eine schmalere Bandbreite im Vergleich zu der für ein Breitbildsignal erforderlichen Bandbreite aufweist, überstehen. Werden somit die zusammengedrängten Seitenfelder eines kompatiblen Breitbildsignals in einem Breitbildempfänger ausgedehnt, so ergibt sich ein beträchtlicher Unterschied zwischen der Auflösung oder des Hochfrequenzgehaltes des Zentralkomplexes eines wiedergegebenen Breitbildes und den Seitenfeldern, wenn keine Schritte zur Vermeidung dieser Wirkung unternommen werden.

Die Figuren und die zugehörige Beschreibung veranschaulichen ein System für die Entwicklung eines Breitbildsignals, das über einen Standard-NTSC-Kanal verarbeitet werden kann. Das System gestattet auch einen Breitbildempfänger für die Schaffung eines Breitbildes mit guter Bildqualität über die gesamte Wiedergabefläche.

Wie anhand des Kodierers gemäß Figur 1 sichtbar wird, gestattet die Anwendung der räumlichen Kompression das Zusammendrängen der niederfrequenten Seitenfeldinformationen in den horizontalen Überabtastbereich eines Standard-NTSC-Signales. Die hochfrequenten Seitenfeldinformationen werden über den Bildübertragungskanal mit dem Standard-NTSC-Signal spektral geteilt, und zwar in einer Weise, die für einen Standardempfänger durch die Anwendung eines alternierenden Zwischenträger-Modulationsverfahrens transparent ist.

Vor der Erörterung des kompatiblen Breitbildkodiersystems gemäß Figur 1 wird auf die Signalwellenformen A und B in Figur 2 verwiesen. Signal A ist ein 5:3-Breitbildsignal, das in ein kompatibles Standard-NTSC-Signal mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 umgewandelt wurde, wie dies durch das Signal B angezeigt wird. Das Breitbildsignal A schließt linke und rechte Seitenfeldabschnitte, zu denen jeweils TS Intervalle gehören, die typischerweise von gleicher Dauer sind, sowie einen Zentralfeldabschnitt, zu dem ein TC-Intervall gehört, ein.

Das Breitbildsignal A wurde durch vollständige Kompression bestimmter Seitenfeldinformationen in die horizontalen Überabtastgebiete, zu denen die Zeitintervalle TO gehören, in ein NTSC-Signal B umgewandelt. Das NTSC-Signal weist ein aktives Zeilenintervall TA (mit einer Dauer von ungefähr 52,5 Mikrosekunden), das die Überabtastintervalle TO umfaßt, ein Wiedergabezeitintervall TD, das die wiederzugebenden Bildinformationen enthält, sowie ein Gesamthorizontalseitenintervall TH mit einer Dauer von annähernd 63,556 Mikrosekunden, auf. Die Intervalle TA und TH sind für das Breitbildsignal und das NTSC-Signal gleich.

Es hat sich herausgestellt, daß nahezu alle in Haushalten angeschlossenen Fernsehempfänger ein Überabtastintervall aufweisen, das zumindest 4% der gesamten aktiven Zeilenzeit TA, d. h. 2% Überabtastung auf der linken und auf der rechten Seite ausmacht. Bei einer Abtastfrequenz von $4 \times f_{sc}$ (wobei f_{sc} die Frequenz des Farbwischenträgers ist) enthält jedes Horizontalzeilenintervall 910 Pixel (Bildelemente), von denen 754 die wiederzugebenden aktiven Horizontalzeilenbildinformationen darstellen.

Eine Breitbildkamera 10 gemäß Figur 1 liefert ein Breitbildfarbsignal mit R-, G- und B-Komponenten und ein Bildseitenverhältnis von 5:3 bei diesem Beispiel. Eine Breitbildkamera ist im wesentlichen mit der Standard-NTSC-Kamera identisch mit der Ausnahme, daß eine Breitbildkamera ein größeres Bildseitenverhältnis und eine größere Bildbandbreite aufweist.

Die Bildbandbreite einer Breitbildkamera ist unter anderen Faktoren proportional zum Produkt ihres Bildseitenverhältnisses und der Gesamtzahl der Zeilen pro Abtastfeld (Bild). Wird eine konstante Abtastgeschwindigkeit der Breitbildkamera vorausgesetzt, so verursacht eine Vergrößerung des Bildseitenverhältnisses eine entsprechende Vergrößerung der Bildbandbreite sowie eine horizontale Zusammendrängung der Bildinformationen, wenn das Farbbildsignal von einem Standard-Fernsehempfänger mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 wiedergegeben wird. Aus diesen Gründen ist es erforderlich, das Breitbildsignal für die vollständige NTSC-Kompatibilität zu modifizieren.

Das vom Kodiersystem gemäß Figur 1 verarbeitete Farbbildsignal enthält sowohl Luminanz- als auch Chrominanzsignalkomponenten. Die Luminanz- und Chrominanzsignale enthalten sowohl nieder- als auch hochfrequente Informationen, die in der folgenden Erörterung (im englischen Text) als „lows“ bzw. „highs“ bezeichnet werden.

Die von Kamera 10 kommenden Breitfarbbildsignale großer Bandbreite werden in einer Einheit 12 matriziert, um die Luminanzkomponente Y und die Farbdifferenzsignalkomponenten I und Q von den R-, G- und B-Farbsignalen abzuleiten. Die Breitbild-Y-, I- und Q-Signale werden mit einer vierfachen Chrominanzwischenträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) abgetastet und individuell durch separate Analog-Digital-Wandler (ADC) in einer ADC-Einheit 14 aus der analogen in die digitale (binäre) Form umgesetzt. Diese Signale werden dann durch gesonderte Horizontaltiefpaßfilter (LPF) in einer Filtereinheit 16 zur Erzeugung gefilterter YF-, IF- und QF-Signale individuell gefiltert. Diese Signale haben jeweils die in Figur 2 gezeigte Wellenform A.

Das Luminanzsignal YF wird in seiner Bandbreite durch Filter 16 auf $CEF \times 4,2$ MHz oder annähernd 5 MHz begrenzt, wobei CEF der Ausdehnungsfaktor des Zentralfeldes ist. Dies ist notwendig, so daß nach der folgenden zeitlichen Expansion die Bandbreite des Zentralfeldsignals, wie erörtert werden wird, auf 4,2 MHz, die Bandbreite eines NTSC-Bildsignals reduziert wird. Aus einem ähnlichen Grund werden die Signale IF und QF durch Filter 16 auf eine Bandbreite von $CEF \times 500$ kHz oder annähernd 600 kHz begrenzt. Die Filtereinheit 16 weist deshalb eine Luminanzabschneidefrequenz (Sperrfrequenz) von annähernd 5,0 MHz, und eine I- und Q-Abschneidefrequenz von annähernd 600 kHz auf.

Die Bandbreiten der Y-, I- und Q-Filter der Einheit 16 sind auf den Zentralfeldexpansionsfaktor bezogen, der wiederum eine Funktion der Differenz zwischen der Breite eines durch einen Breitbildempfänger wiedergegebenen Bildes und der Breite eines von einem Standardempfänger wiedergegebenen Bildes ist. Die Bildbreite eines Breitbildschirmes mit einem Bildseitenverhältnis von 5:3 ist 1,25mal größer als die Bildbreite eines Standardbildschirmes mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3. Dieser Faktor von 1,25 ist ein vorläufiger Zentralfeldexpansionsfaktor, der reguliert werden muß, um dem Überabtastgebiet eines Standardempfängers sowie der beabsichtigten geringen Überlappung der Grenzgebiete zwischen dem Zentralfeld und den Seitenfeldern Rechnung zu tragen, wie dies noch erläutert wird. Diese Betrachtungen diktieren einen Zentralfeldexpansionsfaktor von 1,19.

Die von der Filtereinheit 16 kommenden Breitbandsignale werden von einem Seitenfeld-Zentralfeld-Signalseparator und einem Prozessor 18 verarbeitet, um drei Gruppen von Ausgangssignalen zu erzeugen: nämlich YE, IE und QE; YO, IO und QO; und LH, RH; IH und QH. Die ersten zwei Signalgruppen (YE, IE, QE und YO, IO, QO) werden in einem ersten Kanal verarbeitet, der ein Signal entwickelt, das eine Zentralfeldkomponente voller Bandbreite sowie niederfrequente Seitenfeldluminanzinformationen, die in horizontale Überabtastgebiete gedrängt sind, enthält. Die dritte Gruppe von Signalen (LH, RH, IH und QH) wird in einem zweiten Kanal verarbeitet, der ein Signal entwickelt, das niederfrequente Seitenfeldinformationen enthält. Wenn die Ausgangssignale der beiden Kanäle kombiniert werden, so wird ein NTSC-kompatibles Breitbildsignal mit einem Seitenverhältnis des wiedergegebenen Bildes von 4:3 erzeugt. In Verbindung mit den Figuren 6, 7 und 8 werden Einzelheiten der die Einheit 18 enthaltenden Schaltkreise gezeigt und erörtert.

Die Signale YE, IE und QE enthalten komplette Zentralfeldinformationen und weisen dasselbe Format auf, wie dies in Figur 3 durch das Signal YE angezeigt wird. Im folgenden wird kurz beschrieben, wie ein Signal YE von einem YF-Signal abgeleitet wird. Das Breitbild-Breitband-Signal YF, das von der Einheit 16 kommt, enthält die Pixel 1 bis 754, die während des aktiven Zeilenintervalls des Breitbildsignals, das Seiten- und Zentralfeldinformationen enthält, in Erscheinung treten. Die Breitbandzentralfeldinformationen (Pixel 75 bis 680) werden durch ein Zeitdemultiplexverfahren als Zentralfeldluminanzsignal YC extrahiert.

Das Signal YC wird um den Zentralfeldexpansionsfaktor 1,19 (d. h. um $5,0\text{ MHz} \div 4,2\text{ MHz}$) zur Erzeugung eines NTSC-kompatiblen Zentralfeldsignals YE zeitlich gedehnt. Auf Grund der Zeitexpansion um den Faktor 1,19 weist das Signal YE eine NTSC-kompatible Bandbreite auf (0 bis $4,2\text{ MHz}$). Das YE-Signal nimmt zwischen den Überabtastgebieten TO (Pixel 1 bis 14 und 741 bis 754) das Bildwiedergabeintervall TD (Figur 2) ein. Die Signale IE und QE werden aus den Signalen IF und QF entwickelt und werden in ähnlicher Weise wie das YE-Signal verarbeitet.

Die Signale YO, IO und QO liefern die niederfrequenten Seitenfeldinformationen („lows“), die in die linken und rechten horizontalen Überabtastgebiete eingefügt werden. Die Signale YO, IO und QO weisen das gleiche Format auf, wie dies durch das YO-Signal in Figur 3 gezeigt wird. Kurz beschrieben, wird das YO-Signal wie folgt vom YF-Signal abgeleitet. Das Breitbildsignal YF enthält linke Seitenfeldinformationen, zu denen die Pixel 1 bis 84 gehören, und die rechten Seitenfeldinformationen, zu denen die Pixel 671 bis 754 gehören. Wie noch erörtert werden wird, wird das YF-Signal für die Erzeugung eines niederfrequenten Luminanzsignals mit einer Bandbreite von 0 bis 700 kHz , eines Signals aus dem über ein Zeitdemultiplexverfahren ein linkes und ein rechtes niederfrequentes Seitenfeldsignal extrahiert werden (Signal YL' in Figur 3), tiefpaßgefiltert.

Das niederfrequente Luminanzsignal YL' wird zur Erzeugung eines niederfrequenten Seitenfeldsignals YO in den Überabtastgebieten, zu denen die Pixel 1 bis 14 und 741 bis 754 gehören, mit komprimierten niederfrequenten Informationen zeitlich zusammengedrängt. Die zusammengedrängten niederfrequenten Seitenfeldinformationen haben eine vergrößerte Bandbreite, die dem Betrag der zeitlichen Kompression proportional ist. Die Signale IO und QO werden aus den Signalen IF bzw. QF entwickelt und werden in ähnlicher Weise wie Signal YO verarbeitet.

Die Signale YE, IE, QE und YO, IO und QO werden von einem Seitenfeld-Zentralfeld-Signalkombinierer 28, z. B. von einem Zeitmultiplexer zur Herstellung der Signale YN, IN und QN mit einer NTSC-kompatiblen Bandbreite und einem Bildseitenverhältnis von 4:3 kombiniert. Diese Signale sind von der Form, wie sie von Signal YN in Figur 3 gezeigt werden. Die Kombiniereinrichtung 28 ermöglicht auch geeignete Signalverzögerungen für den Ausgleich der Laufzeiten der zu kombinierenden Signale. Derartige Ausgleichssignalverzögerungen sind auch an anderer Stelle im System vorgesehen, wo es erforderlich ist, die Signallaufzeiten auszugleichen.

Die Chrominanzsignale IN und QN werden von einem Modulator 30 bei der NTSC-Chrominanz-Zwischenträgerfrequenz von $3,58\text{ MHz}$ auf einem Zwischenträger SC quadraturmoduliert. Wie in Verbindung mit Figur 9 beschrieben werden wird, wird das modulierte Signal, bevor es am Chrominanzsignaleingang eines NTSC-Kodierers 36 angelegt wird, mit Hilfe eines 2-D-Filters (eines zweidimensionalen Filters) 32 in der vertikalen (V) und der temporalen (T) Dimension tiefpaßgefiltert.

Das Luminanzsignal YN wird, bevor es am Luminanzeingang des Kodierers 36 angelegt wird, mittels eines 3-D-Filters 34 (eines dreidimensionalen Filters) in der horizontalen (H), in der vertikalen (V) und der temporalen (T) Dimension mit einem Bandsperrfilter gefiltert. Das Filtern des Luminanzsignals YN und der Chrominanzfarbdifferenzsignale IN und QN dienen dazu sicherzustellen, daß die Luminanz-Chrominanz-Überschneidung (crosstalk) im Anschluß an die nachfolgende NTSC-Kodierung beträchtlich reduziert wird. Das Luminanzfilter 34 filtert das Luminanzsignal im Spektralbereich, in dem die hochfrequenten Luminanzseitenfeldinformationen moduliert werden, wie ein Bandsperrfilter, wie noch erörtert wird.

Die mehrdimensionalen Raum-Zeit-Filter, wie beispielsweise das 3-D-Filter (HVT-Filter) 34 und die 2-D-Filter 32 und 46 (VT-Filter) haben den Aufbau, wie er in Figur 10 veranschaulicht wird. Figur 10 veranschaulicht speziell ein Vertikal-Zeit-Filter (VT-Filter), das durch die Einstellung der Bewertungskoeffizienten a_1 bis a_9 wie ein VT-Bandpaß-, ein VT-Bandsperr- oder VT-Tiefpaßfilter wirken kann. Die Tabelle gemäß Figur 10a veranschaulicht die Bewertungskoeffizienten für die VT-Bandpaßfilter- und die VT-Bandsperrfilterausführungen, die bei dem offenbarten System Anwendung finden.

Ein HVT-Bandsperrfilter, wie Filter 34 gemäß Figur 1, umfaßt die Kombination eines horizontalen Tiefpaßfilters 1020 und eines VT-Bandsperrfilters 1021, wie es in Figur 10b gezeigt wird. Die HVT-Bandpaßfilter, wie sie im Dekodiersystem gemäß Figur 13 enthalten sind, umfassen die Kombination eines horizontalen Bandpaßfilters 1030 und eines VT-Bandpaßfilters 1031, wie dies in Figur 10c gezeigt wird.

Bei dem HVT-Bandsperrfilter gemäß Figur 10b hat das Horizontal-Tiefpaßfilter 1020 eine gegebene Abschneidfrequenz und liefert eine gefilterte Niederfrequenzsignalkomponente. Dies Signal wird in einer Kombiniereinrichtung 1023 zur Erzeugung einer hochfrequenten Signalkomponente mit einer verzögerten Art des Eingangssignales, das von der Verzögerungseinheit 1022 kommt, subtraktiv kombiniert. Die niederfrequente Komponente wird vor dem Anlegen an einer zusätzlichen Kombiniereinrichtung 1025 mittels eines Netzes 1024 einer Ein-Bild-Verzögerung unterworfen. Die Hochfrequenzkomponente wird durch das VT-Bandsperrfilter 1021 gefiltert, bevor es am Addierer 1025 für die Bereitstellung eines mittels eines HVT-Bandsperrfilters gefilterten Ausgangssignals angelegt wird. Das VT-Filter 1021 weist die in Figur 10a angegebenen VT-Bandsperrfilterkoeffizienten auf.

Ein HVT-Bandpaßfilter, wie es im Dekodierer gemäß Figur 13 enthalten ist, wird in Figur 10c gezeigt, und zwar mit einem Horizontalbandpaßfilter 1030, das eine gegebene Abschneidfrequenz hat und mit einem VT-Bandpaßfilter 1031, das den VT-Bandpaßfilterkoeffizienten, wie in der Tabelle gemäß Figur 10a angegeben, aufweist, in Kaskade geschaltet ist.

Das Filter gemäß Figur 10 schließt eine Vielzahl von in Kaskade geschalteten Speichereinheiten (M) 1010a bis 1010h für die Bereitstellung von aufeinanderfolgenden Signalverzögerungen an den betreffenden Abgriffen t_2 bis t_9 sowie für die Bereitstellung einer Gesamtfilterverzögerung ein. Die durch die Abgriffe übertragenen Signale werden an jeweils einem Eingang der Multiplizierer 1012a bis 1012i angelegt. Ein anderer Eingang der einzelnen Multiplizierer empfängt je nach der Art des durchzuführenden Filterprozesses jeweils einen vorgeschriebenen Bewertungskoeffizienten a_1 bis a_9 . Die Art des Filterprozesses diktiert auch die Verzögerungen, die durch die Speichereinheiten 1010a bis 1010h hervorgebracht werden. Die Horizontalfilter weisen Pixel Speicherelemente auf, so daß die Gesamtfilterverzögerung kleiner als das Zeitintervall einer horizontalen Bildzeile ist (1 H).

Bei den Vertikalfiltern kommen ausschließlich Zeilenspeicherelemente und bei den Zeitfiltern kommen ausschließlich Bildspeicherelemente zum Einsatz. Somit umfaßt ein HVT-Filter (3-D-Filter) eine Kombination aus Pixel-Speicherelement ($< 1\text{ H}$), Zeilen-Speicherelement (1 H) und Bild-Speicherelement ($> 1\text{ H}$), wogegen ein VT-Filter nur die letzten zwei Typen von Speicherelementen einschließt. Die bewerteten abgegriffenen (gegenseitig verzögerten) Signale der Elemente 1012a bis 1012i werden zur Erzeugung eines gefilterten Ausgangssignales in einem Addierer 1015 kombiniert.

Derartige Filter sind nichtrekursive Filter mit finitem Impulsverhalten (FIR-Filter). Die Art der von den Speicherelementen hervorgebrachten Verzögerung hängt von der Art des gefilterten Signales und von der Stärke der Überschneidung ab, die bei diesem Beispiel zwischen Luminanz-, Chrominanz- und hochfrequenten Seitenfeldinformationen toleriert werden kann. Die Schärfe der Filtersperrcharakteristik wird durch Erhöhung der Zahl der in Kaskade geschalteten Speicherelemente erhöht. Das HVT-Bandsperrfilter 34 gemäß Figur 1 weist den Aufbau gemäß Figur 10 b auf und entfernt aus dem Luminanzsignal YN die sich nach oben bewegenden diagonalen Frequenzkomponenten. Diese Frequenzkomponenten sind ihrer Erscheinung nach ähnlich den Chrominanzzwischensträgerkomponenten und sie werden entfernt, so daß im Frequenzspektrum ein Loch entsteht, in das hochfrequente Chrominanzseitenfeldinformationen und hochfrequente Luminanzseitenfeldinformationen eingefügt werden. Das Entfernen der sich nach oben bewegenden diagonalen Frequenzkomponenten aus dem Luminanzsignal YN verschlechtert ein wiedergegebenes Bild nicht sichtbar, da es sich herausgestellt hat, daß das menschliche Auge im wesentlichen unempfindlich gegenüber diesen Frequenzkomponenten ist. Filter 34 weist eine Abschneid- oder Sperrfrequenz von annähernd 1,5 MHz auf, so daß die einzelnen Luminanzvertikalinformationen nicht verschlechtert werden.

Das VT-Bandpaßfilter 32 reduziert die Chrominanzbandbreite, so daß die modulierten Chrominanzseitenfeldinformationen in das Loch eingefügt werden können, das durch das Filter 34 im Luminanzspektrum geschaffen wurde. Das Filter 32 reduziert die vertikale und temporale Auflösung der Chrominanzinformationen, so daß die statischen und sich bewegenden Ränder geringfügig unscharf werden, aber diese Wirkung hat auf Grund der Unempfindlichkeit des menschlichen Auges gegenüber einer derartigen Wirkung keine oder nur eine geringe Konsequenz.

Ein Ausgangssignal C/SL vom Kodierer 36 enthält wiederzugebende NTSC-kompatible Informationen, wie sie aus dem Zentralfeld des Breitbildsignals abgeleitet werden. Dieses Ausgangssignal schließt auch komprimierte niederfrequente Seitenfeldinformationen (sowohl Luminanz- als auch Chrominanzinformationen) ein, die von den Seitenfeldern des Breitbildsignals abgeleitet werden und sich in den linken und rechten horizontalen Überabtaßgebieten befinden, die vom Betrachter eines NTSC-Empfängerbildes nicht zu sehen sind. Die zusammengedrückten niederfrequenten Seitenfeldinformationen im Überabtaßgebiet bilden einen Bestandteil der Seitenfeldinformationen für eine Breitbildwiedergabe. Der andere Bestandteil, die hochfrequenten Seitenfeldinformationen, wird wie folgt erzeugt: Der Prozessor 18 bildet die Signale LH (hochfrequente linke Seitenfeldluminanzinformationen), RH (hochfrequente rechte Seitenfeldluminanzinformationen), IH (hochfrequente I-Informationen) und QH (hochfrequente Q-Informationen) im Signalverarbeitungs kanal für die hochfrequenten Seitenfeldinformationen. Diese Signale werden in den Figuren 4 und 5 veranschaulicht. Die Figuren 6, 7 und 8 veranschaulichen den Apparat für die Entwicklung dieser Signale.

In Figur 4 enthält ein vom Breitbildsignal YF abgeleitetes Signal YH' hochfrequente linke Seitenfeldinformationen, zu denen die linken Seitenfeldpixel 1 bis 84 gehören, und hochfrequente rechte Seitenfeldinformationen, zu denen die rechten Seitenfeldpixel 671 bis 754 gehören. Die Hochfrequenzinformationen umfassen bei diesem Beispiel eine Bandbreite von 700 kHz bis 5,0 MHz. Für jede horizontale Zeile wird die hochfrequente linke Seitenfeldinformationskomponente zwischen Pixel 1 und 84 des Signals YH' um einen Seitenexpansionsfaktor zeitlich gedehnt (was ihre Bandbreite reduziert) und im Zentralfeld, das von den Pixeln 85 bis 670 eingenommen wird, abgebildet, so daß eine Komponente LH (Figur 4) von Seitenfeldinformationen erzeugt wird.

Gleichzeitig wird für jede horizontale Zeile die hochfrequente rechte Seitenfeldinformationskomponente zwischen Pixel 671 und Pixel 754 des Signals YH' auch zeitlich gedehnt und im Zentralfeld, das von den Pixeln 85 bis 670 eingenommen wird, zur Erzeugung einer anderen simultanen Komponente RH (Figur 4) der Seitenfeldinformationen aufgenommen. Die gleichzeitig auftretenden Signale RH und LH haben auf Grund des Seitenfeldexpansionsfaktors (6,96) eine reduzierte Bandbreite, die das Verhältnis zwischen der gedehnten Seitenfeldbreite und der ursprünglichen Seitenfeldbreite ist.

Die Signale LH und RH werden mit den Signalen IH und QH mittels eines Luminanz-Chrominanz-Multiplexers 42 zeitlich multiplex genutzt, um, wie in Figur 5 dargestellt, gleichzeitig die hochfrequenten Seitenfeldsignalkomponenten X und Z zu erzeugen. Die Signalkomponente X wird durch Einfügen der hochfrequenten linken Luminanzkomponente LH (Pixel 85 bis 670) zwischen die hochfrequenten linken und rechten Seitenfeldinformationen des Farbdifferenzsignals IH erzeugt. In gleicher Weise wird gleichzeitig die Signalkomponente Z durch Einfügen der hochfrequenten rechten Luminanzkomponente RH (Pixel 85 bis 670) zwischen die hochfrequenten linken und rechten Seitenfeldinformationen des Farbdifferenzsignals QH erzeugt.

Die Signale X und Z, die hochfrequente Seitenfeldinformationen enthalten, haben jeweils eine Bandbreite von 0 bis 700 kHz und werden mit Hilfe eines Quadraturmodulators 43 auf ein horizontal synchronisiertes alternierendes Zwischensträgersignal ASC quadraturmoduliert. Die Frequenz des alternierenden Zwischensträgersignals ASC wird so ausgewählt, daß eine adäquate Trennung (z. B. 20 bis 30 dB) der Seiten- und Zentralfeldinformationen gewährleistet ist und das von einem Standard-NTSC-Empfänger wiedergegebene Bild unwesentlich beeinträchtigt wird. Bei diesem Ausführungsbeispiel hat das Signal ASC eine Frequenz von 2,368 MHz.

Die für das alternierende Zwischensträgersignal ASC ausgewählte Frequenz von 2,368 MHz ist eine Zwischenzeilenfrequenz, ein ungeradzahliges Vielfaches von der Hälfte der Horizontalzeilenfrequenz, d. h. $301 \times f_H/2$. Diese alternierende Zwischensträgerfrequenz erzeugt ein feines virtuell nicht wahrnehmbares Interferenzgittermuster, das die Qualität des wiedergegebenen Bildes, verglichen mit den gravierenden sich „bewegenden Streifen“ des Grenzflächenmusters, die durch die nichtverschachtelte Zwischensträgerfrequenz verursacht würde, nicht beeinträchtigt. Die Zwischensträgerfrequenz von 2,368 MHz liegt vorteilhafterweise im wesentlichen symmetrisch im Frequenzspektrum zwischen dem Luminanzvertikaldetailband und dem modulierten Chrominanzband, wie dies in Figur 11 gezeigt wird. Wie aus Figur 11 hervorgeht, nehmen demzufolge die modulierten hochfrequenten Seitenfeldinformationen zwischen dem Vertikaldetailband und dem Chrominanzfrequenzband eine Bandbreite von ± 700 kHz ein. Zur Vereinfachung dieser Darstellung zeigt Figur 11 das tatsächliche Gesamtluminanzfrequenzspektrum nicht, das sich bis 4,2 MHz erstreckt und, wie bekannt, mit dem Chrominanzfrequenzspektrum verschachtelt ist.

Die Quadratmodulation gestattet, vorteilhafterweise die gleichzeitige Übertragung von zwei Schmalbandsignalen. Die Dehnung der hochfrequenten Seitenfeldsignale führt dazu, daß ihre Bandbreite in Übereinstimmung mit den Schmalbandanforderungen der Quadratmodulation reduziert wird. Je stärker die Bandbreite reduziert wird, desto unwahrscheinlicher ist es, daß sich Störungen zwischen dem Trägersignal und dem modulierten Signal ergeben. Es ist auch zu erwähnen, daß das beschriebene Verfahren der zeitlichen Mehrfachausnutzung der hochfrequenten Luminanz- und Chrominanzseitenfeldinformationen für die Erzeugung von X- und Z-Signalen vor der Quadraturmodulation vorteilhafterweise nur einen Zwischensträger anstelle von

zweiten erfordert. Des weiteren werden, da die Gleichspannungskomponente der Seitenfeldinformationen in das Überabstastgebiet zusammengedrängt wird, die Energie des modulierten Signals und deshalb die potentielle Störung des modulierten Signales weitestgehend reduziert.

Zur Reduzierung der Wahrscheinlichkeit der Störung, die durch das quadraturmodulierte Signal erzeugt wird, wird das Signal vom Modulator 43 durch das Dämpfungsglied 44, das eine Signalverstärkung von 0,25 bewirkt, gedämpft, bevor es in der vertikalen und temporalen Ebene (VT-Ebene) vom Bandpaßfilter 46 längs der diagonalen Achsen gefiltert wird. Die Wirkung des Dämpfungsgliedes 44 besteht, wie sich herausgestellt hat, in der Reduzierung der Sichtbarkeit bestimmter Arten von Störungen, die durch nichtkorrigierte modulierte hochfrequente Seitenfeldinformationen verursacht werden, wenn das Bild auf einem Standard-NTSC-Empfänger betrachtet wird.

Die durch das Netzwerk 44 erzielte Dämpfung kann auch durch Einstellung der Bewertungsfaktoren des Filters 46 hervorgebracht werden. Ein gefiltertes quadraturmoduliertes Ausgangssignal SH vom Filter 46, das die hochfrequenten Seitenfeldinformationen enthält, wird in der Kombiniereinrichtung 40 zur Erzeugung eines NTSC-kompatiblen Breitbild-NTSC-Signals mit dem C/SL-Signal kombiniert. Das NTSC-Signal wird von einem Digital-Analog-Wandler (DAC) 54 vor dem Anlegen am RF-Modulator und dem Übertragungsnetz 55 für die Ausstrahlung über eine Antenne 56 in eine analoge Form umgesetzt. Das von der Antenne 56 ausgestrahlte kodierte NTSC-kompatible Breitbildsignal soll, wie in Figur 13 veranschaulicht, sowohl von NTSC-Empfängern als auch von Breitbildempfängern empfangen werden. Jedoch vor der Erörterung von Figur 13 wird Bezug auf die Figuren 6 bis 9 und 12 genommen, die bestimmte Abschnitte des Kodiersystems gemäß Figur 1 ausführlicher darstellen.

In Figur 6 wird ein Apparat veranschaulicht, der zum Prozessor 18 gemäß Figur 1 gehört und für die Entwicklung der Signale YE, YO, LH und RH aus dem Breitband-Breitbild-Signal YF bestimmt ist. Das YF-Signal wird durch ein Tiefpaßfilter 610 mit einer Sperrfrequenz von 700 kHz zur Erzeugung eines niederfrequenten Luminanzsignals YL, das an einem Eingang einer subtraktiven Kombiniereinrichtung 612 angelegt wird, horizontal gefiltert. Das YF-Signal wird an einem anderen Eingang der Kombiniereinrichtung 612 und einem Zeit-Demultiplexapparat 616 angelegt, nachdem es von einer Einheit 614 zur Kompensation der Signalverarbeitungsverzögerung von Filter 610 verzögert wurde. Durch die Kombination des verzögerten Signales YF und des gefilterten Signals YL entsteht ein hochfrequentes Luminanzsignal YH am Ausgang der Kombiniereinrichtung 612.

Das verzögerte Signal YF und die Signale YH und YL werden an separaten Eingängen des Demultiplexapparates 616 angelegt, zu dem die Demultiplex-Einheiten (DEMUX-Einheiten) 618, 620 und 621 für die Verarbeitung der Signale YF, YH bzw. YL gehören. Die Einzelheiten des Demultiplexapparates 616 werden in Verbindung mit Figur 8 erörtert. Die Demultiplex-Einheiten 618, 620 bzw. 621 leiten, wie in den Figuren 3 und 4 dargestellt, das Zentralfeldsignal YC voller Bandbreite, das hochfrequente Seitenfeldsignal YH' und das niederfrequente Seitenfeldsignal YL' ab.

Das YC-Signal wird vom Zeitdehner 622 zur Herstellung des YE-Signals zeitlich gedehnt, wogegen die Zeitdehner 624 und 626 das Signal YH' zur Erzeugung der Signale LH bzw. RH dehnen.

Das Signal YC wird mit einem Zentralexpansionsfaktor, der ausreicht, um Raum für das linke und rechte horizontale Überabstastgebiet zu lassen, zeitlich gedehnt. Der Zentralexpansionsfaktor (1,19) ist das Verhältnis der beabsichtigten Breite des YE-Signals (Pixel 15 bis 740) zur Breite des YC-Signales (Pixel 75 bis 680), wie dies in Figur 3 gezeigt wird. Das Signal YH' wird mit einem Seitenexpansionsfaktor zur Erzeugung des Signals LH gedehnt. Der Seitenexpansionsfaktor (6,97) ist das Verhältnis der beabsichtigten Breite des Signals LH (Pixel 85 bis 670) zur Breite der linken Seitenfeldkomponente von Signal YH' (Pixel 1 bis 84), wie dies in Figur 4 gezeigt wird. Das Signal RH wird durch ein ähnliches Verfahren erzeugt.

Das Signal YL' wird um einen Seitenkompressionsfaktor vom Zeitverdichter 628 zur Erzeugung des YO-Signals zusammengedrängt. Der Seitenkompressionsfaktor (0,166) ist das Verhältnis der beabsichtigten Breite von Signal YO (z. B. linke Pixel 1 bis 14) zur Breite des entsprechenden Abschnitts von Signal YL' (z. B. linke Pixel 1 bis 84), wie dies in Figur 3 gezeigt wird. Die Zeitdehner 622, 624 und 626 und die Zeitverdichter 622, 624 und 626 und der Zeitverdichter 628 sind von der Art, wie sie in Figur 12 gezeigt und unter Hinweis auf diese beschrieben werden.

Die Signale IE, IH und IO bzw. QE, QH und QO werden aus den Signalen IF und QF in einer Weise gebildet, die jener ähnlich ist, durch die die Signale YE, YH' und YO vom Apparat gemäß Figur 6 gebildet werden. In diesem Zusammenhang wird auf Figur 7 verwiesen, die den Apparat für die Bildung der Signale IE, IH und IO aus dem Signal IF veranschaulicht. Die Signale QE, QH und QO werden aus dem Signal QF in einer ähnlichen Weise gebildet.

Nach der Verzögerung des Breitband-Breitbild-Signales IF durch die Einheit 714 wird es an dem Demultiplexapparat 716 angelegt und zur Erzeugung des hochfrequenten Signales IH' ebenfalls mit dem niederfrequenten Signal IL, das von einem Tiefpaßfilter 710 kommt, in einer subtraktiven Kombiniereinrichtung 712 subtraktiv kombiniert. Das verzögerte Signal IF und die Signale IH' und IL werden von den Demultiplex-Einheiten 718, 720 bzw. 721, zu denen der Demultiplexapparat 716 gehört, zur Erzeugung der Signale IC, IH und IL' demultiplexiert. Zur Erzeugung des Signals IE wird das Signal IC durch einen Zeitdehner 722 zeitlich gedehnt, und zur Erzeugung des Signals IO wird das Signal IL' von einem Verdichter 728 zeitlich verdichtet. Das Signal IC wird mit einem Zentralexpansionsfaktor ähnlich jenem, der für das Signal YC, wie erörtert, angewendet wurde, gedehnt, und das Signal IL' wird mit einem Seitenkompressionsfaktor ähnlich dem, der für das Signal YL', wie ebenfalls erörtert, verwendet wurde, verdichtet.

In Zusammenhang mit den Anordnungen gemäß den Figuren 6 und 7 muß erwähnt werden, daß z. B. bei Figur 6 die Filterung des Eingangssignals vor – anstelle von nach – dem Anlegen am Demultiplexer 616 die unerwünschten transienten Signalranderscheinungen bei den Ausgangssignalen LH, RH und YO vorteilhafterweise vermeidet. Speziell erzeugt der Demultiplexer 616 Ausgangssignale mit scharfen, gut abgegrenzten Ausgangsübergängen, die durch Filterung der vom Demultiplexer 616 kommenden Ausgangssignale verzerrt z. B. (verschmiert) würden.

In Figur 8 wird ein Demultiplexapparat 816, wie er für den Apparat 616 gemäß Figur 6 und Apparat 716 gemäß Figur 7 eingesetzt werden kann, veranschaulicht. Der Apparat gemäß Figur 8 wird im Zusammenhang mit dem Demultiplexer 616 in Figur 6 veranschaulicht. Das Eingangssignal YF enthält 754 Pixel, die die Bildinformationen abbilden. Die Pixel 1 bis 84 bilden das linke Feld ab, die Pixel 671 bis 754 bilden das rechte Feld ab, und die Pixel 75 bis 680 bilden das Zentralfeld ab, daß das linke und das

rechte Seitenfeld geringfügig überlappt. Die Signale IF und QF weisen eine ähnliche Überlappung auf. Wie noch erörtert werden wird, hat sich herausgestellt, daß eine derartige Feldüberlappung die Kombination (das Spleißen) des Zentralfeldes mit den Seitenfeldern am Empfänger erleichtert und somit die Grenzlinienbildung im wesentlichen ausschaltet.

Der Demultiplexapparat 816 schließt erste, zweite und dritte Demultiplex-Einheiten (DEMUX-Einheiten) 810, 812 bzw. 814 ein, zu denen die linken, die zentralen und die rechten Feldinformationen gehören. Jede Demultiplex-Einheit hat einen Eingang „A“, an dem die Signale YH, YF bzw. YL angelegt werden, und einen Eingang „B“, an dem ein Austastsignal (Schwarzsignal) BLK angelegt wird. Das Austastsignal kann ein Logik-O-Pegel oder beispielsweise Masse sein. Die Einheit 810 extrahiert das Signal YH', das die linken und rechten hochfrequenten Seitenfeldinformationen enthält, aus dem Signal YH und zwar solange, wie ein Signalansteuereingang (SEL) von Einheit 810 ein erstes Steuersignal von einem Zählkomparator 817 empfängt und damit das Vorhandensein von linken Feldpixelelementen 1 bis 84 und rechten Feldpixelelementen 671 bis 754 anzeigt. Zu anderen Zeiten verursacht ein zweites vom Zählkomparator 817 kommendes Steuersignal, daß das Austastsignal am Eingang B und nicht das Signal YH am Eingang A am Ausgang der Einheit 810 angelegt wird. Die Einheit 814 und ein Zählkomparator 820 wirken in ähnlicher Weise zusammen, um aus dem Signal YL das Signal YL' der niederfrequenten Seitenfeldinformationen abzuleiten. Die Einheit 812 legt das Signal YF, das vom Eingang A kommt, an, um nur dann ein Zentralfeldsignal YC zu erzeugen, wenn ein Steuersignal vom Zählkomparator 818 die Gegenwart von Zentralfeldpixeln 75 bis 680 anzeigt.

Die Zählkomparatoren 817, 818 und 820 werden mit Hilfe eines Pulsausgangssignals, das vom Zähler 8:2 kommt und auf ein Taktsignal mit der vierfachen Chrominanzzwischenträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) und auf ein vom Bildsignal YF abgeleitetes Horizontalzeilen-Synchronisierungssignal H anspricht, mit dem Bildsignal YF synchronisiert. Jeder vom Zähler 822 kommende Ausgangsimpuls entspricht einer Pixelstellung längs einer Horizontalzeile. Der Zähler 822 weist eine anfängliche Verschiebung von -100 auf, die den 100 Pixeln vom Beginn des negativgehenden Horizontalsynchronisierungsimpulses zur Zeit T_{HS} bis zum Ende des horizontalen Austastintervalls, d. h. bis zu einer Zeit, da das Pixel 1 beim Einsetzen des Horizontalzeilenwiedergabeintervalls erscheint, entspricht. Somit weist der Zähler 822 bei Einsetzen des Zeilenwiedergabeintervalls einen Zählstand von „1“ auf. Es können auch andere Zähleranordnungen entwickelt werden. Es sollte offensichtlich sein, daß die für den Demultiplexapparat 816 angewendeten Prinzipien auch auf den Multiplexapparat für die Ausführung eines umgekehrten Signalkombiniervorgangs, wie er von der Seitenfeld-Zentralfeld-Kombiniereinrichtung 28 gemäß Figur 1 ausgeführt wird, angewendet werden können.

Figur 9 zeigt einen Apparat, der für die Ausführung des NTSC-Kodierprozesses geeignet ist, der beim Kodierer 36 gemäß Figur 1 zur Erzeugung des Signals C/SL Anwendung findet.

In Figur 9 erscheinen die Signale IN und QN mit der vierfachen Chrominanzzwischenträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) und werden an den Signaleingängen der Signalspeicher 910 bzw. 912 angelegt. Die Signalspeicher 910 und 912 empfangen auch Taktsignale mit einer Frequenz von $4 \times f_{sc}$ für die Übertragung (Einführung) der Signale IN und QN sowie ein Schaltsignal mit einer Frequenz von $2 \times f_{sc}$, das an einem Umkehrschaltsignaleingang des Signalspeichers 910 und an einem nichtumkehrenden Schaltsignaleingang von Signalspeicher 912 angelegt wird.

Die Signalausgänge der Signalspeicher 910 und 912 werden in einer einzigen Ausgangsleitung, an der die Signale I und Q abwechselnd erscheinen, kombiniert und an den Signaleingängen des nichtumkehrenden Signalspeichers 914 und am umkehrenden Signalspeicher 916 angelegt. Diese Signalspeicher werden mit einer Frequenz von $4 \times f_{sc}$ getaktet und empfangen ein Schaltsignal mit einer Chrominanzzwischenträgerfrequenz von f_{sc} am umkehrenden bzw. nichtumkehrenden Eingang. Der nichtumkehrende Signalspeicher 914 erzeugt eine den Ausgang alternierende Folge von positiven Signalen I und Q, und der umkehrende Signalspeicher 916 erzeugt eine den Ausgang alternierende Folge von negativen I- und Q-Signalen, d. h. -I und -Q. Die Ausgänge der Signalspeicher 914 und 916 werden in einer einzigen Ausgangsleitung kombiniert, an der eine alternierende Folge von gepaarten I- und Q-Signalen von jeweils paarweise entgegengesetzter Polarität, d. h. I, Q, -I, -Q ... usw. erscheint. Diese Signale werden zur Erzeugung des NTSC-kodierten Signals C/SL von der Form $Y + I, Y + Q, Y - Q, Y + I, Y + Q \dots$ und so fort in einem Addierer 918 mit dem Luminanzsignal YN kombiniert.

In Figur 12 wird ein Rasterabbildungsapparat veranschaulicht, der zusammen mit den Zeitdehnern und Zeitverdichtern gemäß der Figuren 6 und 7 eingesetzt werden kann. In diesem Zusammenhang wird Bezug auf die Wellenformen gemäß Figur 12a genommen, die den Abbildungsprozeß veranschaulichen. In Figur 12a wird eine Eingangssignalwellenform S mit einem Zentralabschnitt zwischen den Pixeln 84 und 670 gezeigt, der mit Hilfe eines Zeitdehnungsprozesses an den Pixelstellen 1 bis 754 einer Ausgangswellenform Y abgebildet werden soll. Die Endpunktpixel 84 und 670 der Wellenform S werden direkt in den Endpunktpixeln 1 und 754 der Wellenform Y abgebildet. Die dazwischenliegenden Pixel lassen sich auf Grund der Zeitdehnung nicht direkt auf der Basis von 1:1 abbilden und in vielen Fällen lassen sie sich nicht auf ganzzahliger Basis abbilden. Der letzte Fall wird veranschaulicht, bei dem z. B. die Pixelstelle 85,33 der Ausgangswellenform S der ganzzahligen Pixelstelle 3 der Ausgangswellenform Y entspricht. Somit umfaßt die Pixelstelle 85,33 des Signals S einen ganzzahligen Teil (85) und einen Bruchteil DX (0,33), und die Pixelstelle 3 der Wellenform Y umfaßt einen ganzzahligen Teil (3) und einen Bruchteil (0). In Figur 12 wird ein Pixelzähler dargestellt, der mit einer Frequenz von $4 \times f_{sc}$ betrieben wird und ein Ausgangssignal M als SCHREIBADRESSE (WRITE ADDRESS) bereitstellt, das den Pixelstellen (1...754) auf einem Ausgangsraster entspricht. Das Signal M wird am PROM (Programmable Read Only Memory – programmierbarer Festwertspeicher) 1212, der eine Spertabelle mit programmierten Werten enthält, die von der Art der auszuführenden Rasterabbildung, wie beispielsweise Verdichtung oder Dehnung, abhängen, angelegt. Als Reaktion auf Signal M stellt PROM 1212 ein Ausgangssignal als LESEADRESSE (READ ADDRESS) zur Verfügung, das einer ganzen Zahl entspricht, sowie ein Ausgangssignal DX, das einem Bruch entspricht, der gleich oder größer als Null, aber kleiner als Eins ist. Im Falle eines 6-Bit-Signals DX ($2^6 = 64$) steht das Signal DX für die Brüche 0, $1/64, 2/64, 3/64 \dots 63/64$.

Der programmierbare Festwertspeicher 1212 gestattet die Dehnung oder Verdichtung eines Bildeingangssignals S als Funktion der gespeicherten Werte von Signal N. Somit werden als Reaktion auf die ganzzahligen Werte des Pixelstellensignals M ein programmierter Wert des Signals N LESEADRESSE und ein programmierter Wert des Bruchsignals DX bereitgestellt. Zur Erzielung der Signaldehnung beispielsweise wird der programmierbare Speicher PROM 1212 so ausgestattet, daß er mit einer Frequenz, die niedriger ist als die von Signal M, ein Signal N erzeugt. Umgekehrt stellt PROM 1212 zur Erzielung der Signalverdichtung mit einer Frequenz, die höher ist als die des Signals M, ein Signal N zur Verfügung.

Das Videoeingangssignal 8 wird durch die in Kaskade geschalteten Pixelverzögerungselemente 1214a, 1214b und 1214c zur Erzeugung der Bildsignale $S(N + 1)$, $S(N + 1)$ und $S(N)$, die gegenseitig verzögerte Versionen des Videoeingangssignals sind,

verzögert. Diese Signale werden an Videosignaleingängen entsprechender Speicher mit Doppelzugriffseinrichtung 1216a bis 1216d, wie sie auf diesem Gebiet bekannt sind, angelegt. Das Signal M wird an einem Schreibadresseneingang der einzelnen Speicher 1216a bis 1216d angelegt, und das Signal N wird an einem Leseadresseneingang der einzelnen Speicher 1216a bis 1216d angelegt. Das Signal M bestimmt, wo die ankommenden Videosignalinformationen in die Speicher geschrieben werden, und das Signal N bestimmt, welche Werte aus den Speichern ausgelesen werden. Die Speicher können eine Adresse einspeichern, während gleichzeitig eine andere Adresse ausgelesen wird. Die Ausgangssignale $S(N - 1)$, $S(N)$, $S(N + 1)$ und $S(N + 2)$, die von den Speichern 1216a bis 1216d kommen, haben ein zeitlich gedehntes oder zeitlich verdichtetes Format in Abhängigkeit vom Lese/Schreib-Vorgang der Speicher 1216a bis 1216d, was davon abhängt, wie der programmierbare Festwertspeicher PROM 1212 programmiert ist.

Die Signale $S(N - 1)$, $S(N)$, $S(N + 1)$ und $S(N + 2)$, die von den Speichern 1216a bis 1216d kommen, werden von einem Vierpunkt-Linearinterpolator, zu dem die Peaking-Filter 1220 und 1222, ein PROM 1225 und ein Zweipunkt-Linearinterpolator 1230, deren Einzelheiten in den Figuren 12b und 12c gezeigt werden, gehören, verarbeitet. Die Peaking-Filter 1220 und 1222 empfangen drei Signale aus der Gruppe von Signalen, zu denen die Signale $S(N - 1)$, $S(N)$, $S(N + 1)$ und $S(N + 2)$, wie dargestellt gehören, und empfangen auch ein Peaking-Signal PX. Der Wert des Peaking-Signales PX schwankt zwischen Null und Eins als Funktion des Wertes von Signal DX, wie dies in Figur 12d dargestellt wird, und wird als Reaktion auf das Signal DX vom programmierbaren Festwertspeicher PROM 1225 zur Verfügung gestellt. Zum Speicher PROM 1225 gehört eine Sperrtabelle; er wird zur Erzeugung eines gegebenen Wertes von PX als Reaktion auf einen gegebenen Wert von DX programmiert.

Die Peaking-Filter 1220 bzw. 1222 liefern an den Zweipunkt-Linearinterpolator 1230, der auch das Signal DX empfängt, die „peaked“ und gegenseitig verzögerten Videosignale $S'(N)$ und $S'(N + 1)$. Der Interpolator 1230 liefert ein (verdichtetes oder gedehntes) Videoausgangssignal Y, wobei das Ausgangssignal Y durch den Ausdruck

$$Y = S'(N) + DX [S'(N + 1) - S'(N)]$$

definiert ist.

Die beschriebene Vierpunkt-Interpolator- und Peaking-Funktion nähert sich vorteilhafterweise einer $(\sin X)/X$ -Interpolationsfunktion mit guter Auflösung der hochfrequenten Einzelheiten.

Die Figur 12b zeigt Einzelheiten der Peaking-Filter 1220 und 1222 sowie den Interpolator 1230. In Figur 1220 werden die Signale $S(N - 1)$, $S(N)$ und $S(N + 1)$ an eine Bewertungsschaltung 1240 angelegt, wo diese Signale durch die Peaking-Koeffizienten $-1/4$, $1/2$ bzw. $-1/4$ bewertet werden. Wie in Figur 12c dargestellt wird, umfaßt die Bewertungsschaltung 1240 die Multiplizierer 1241a bis 1241c für die Multiplizierung der Signale $S(N - 1)$, $S(N)$ und $S(N + 1)$ mit den $-1/4$, $1/2$ bzw. $-1/4$. Die Ausgangssignale, die von den Multiplizierschaltungen 1241a bis 1241c kommen, werden in einem Addierer 1242 für die Erzeugung eines „peaked“ Signales $P(N)$ addiert. Das Signal $P(N)$ wird durch das Signal PX in einer Multiplizierschaltung 1243 gemäß Figur 12b zur Erzeugung eines „peaked“ Signales multipliziert, das mit einem Signal $S(N)$ zur Erzeugung eines „peaked“ Signales $S'(N)$ addiert wird. Das Peaking-Filter 1222 hat einen ähnlichen Aufbau und wird in ähnlicher Weise betrieben.

Bei dem Zweipunkt-Interpolator 1230 werden die Signale $S'(N)$ von $S'(N + 1)$ in einer Subtraktionsschaltung 1232 zur Erzeugung eines Differenzsignals, das mit dem Signal DX in einer Multiplizierschaltung 1234 multipliziert wird, subtrahiert. Das von der Multiplizierschaltung 1234 kommende Ausgangssignal wird im Addierer 1236 zur Erzeugung des Ausgangssignals Y zum Signal $S'(N)$ addiert.

Im folgenden wird Bezug auf Figur 13 genommen. Ein ausgestrahltes kompatibles Breitbildfernsehsignal wird von einer Antenne 1310 empfangen und an einen Antenneneingang eines NTSC-Empfängers 1312 angelegt. Der Empfänger 1312 verarbeitet das kompatible Breitbildsignal in normaler Weise, um eine Bildwiedergabe mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 zu bewirken, wobei die Breitbild-Seitenfeldinformationen teilweise (d. h. die niederfrequenten Informationen) in den horizontalen Überabstastgebieten, die außerhalb der Sicht der Betrachter liegen, zusammengedrängt werden und teilweise (d. h. die hochfrequenten Informationen) im modulierten alternierenden Zwischenträgersignal, das den Standardempfängerbetrieb nicht stört, enthalten sind.

Das von Antenne 1310 empfangene kompatible Breitbildsignal wird auch am Breitbildempfänger 1320, der ein Videobild mit einem großen Bildseitenverhältnis von beispielsweise 5:3 wiedergeben kann, angelegt. Das empfangene Breitbildsignal wird von einer Eingangseinheit 1322, zu der eine Hochfrequenz-tuner-(RF-Tuners) und eine Verstärkerschaltung sowie ein Videodemodulator, der ein Basisband-Videosignal erzeugt, gehören, verarbeitet. Das Basisband-Videosignal, das von der Einheit 1322 kommt, wird mit Hilfe eines Analog-Digital-Wandlers (ADC) 1324, der mit einer Abtastfrequenz in Höhe der vierfachen Chrominanzzwischensträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) betrieben wird, in die digitale (binäre) Form umgewandelt. Ein Breitbilddigitalvideosignal, das vom Ausgang des Analog-Digital-Wandlers 1324 kommt, wird am HVT-Bandfilter 1326 für die Ausfilterung des hochfrequenten Seitenfeldsignals (SH) angelegt. Das Filter 1326 hat den Aufbau gemäß Figur 10c und einen Durchlaßbereich von $2,368 \text{ MHz} \pm 700 \text{ kHz}$. Das hochfrequente Seitenfeldsignal wird an einem Eingang einer subtraktiven Kombiniereinrichtung 1328 angelegt, deren anderer Eingang vom Analog-Digital-Wandler 1324 das Breitbildvideoausgangssignal empfängt, nachdem es von einer Einheit 1330 für die Kompensation der Signalverarbeitungsverzögerung die durch Filter 1326 verursacht wird, verzögert wurde.

Das von der Kombiniereinrichtung 1328 kommende NTSC-Format-Ausgangssignal C/SL enthält die Zentralfeldinformation voller Bandbreite sowie die niederfrequenten verdichteten Seitenfeldinformationen. Das Signal C/SL entspricht dem vom Ausgang des Kodierers 36 gemäß Figur 1 kommenden Signal C/SL. Im verbleibenden Teil der Erörterung von Figur 13 werden die Signale, die Gegenstücke zu den Signalen gemäß Figur 1 haben, durch dieselben Kennzeichen bezeichnet.

Das Signal C/SL wird mit Hilfe einer Dekodierschaltung, zu der ein HVT-Bandfilter 1332, das den Aufbau gemäß Figur 10c sowie einen Durchlaßbereich von $3,58 \pm 0,5 \text{ MHz}$ hat, eine subtraktive Kombiniereinrichtung 1334 und einen Synchronquadraturmodulator 1336, der auf das Zwischenträgersignal SC anspricht, gehören, in seine Bestandteile YN, IN und QN dekodiert. Filter 1332 trennt die Chrominanzkomponente aus dem Signal C/SL. Das Luminanzsignal YN entsteht durch Subtrahieren des getrennten Chrominanzausgangssignals vom Filter 1332 vom Signal C/SL in der subtraktiven Kombiniereinrichtung 1334, nachdem das Signal C/SL vom Netzwerk 1333 zum Ausgleich der Laufzeiten der an der Kombiniereinrichtung 1334 angelegten Signale verzögert wurde.

Das vom Filter 1332 kommende getrennte Chrominanzsignal wird vom Demodulator 1336 zur Erzeugung von Farbdifferenzsignalkomponenten IN und QN demoduliert. Die Signale YN, IN und QN werden in verdichtete niederfrequente Seitenfeldinformationen YO, IO und QO und gedehnte Zentralfeldsignale YE, IE und QE mit Hilfe eines Seitenfeld-Zentralfeld-Signalseparators (Zeitdemultiplexer) 1340 getrennt. Der Demultiplexer 1340 kann auf der Grundlage der Prinzipien des Demultiplexers 816 gemäß Figur 8, der zuvor erörtert wurde, betrieben werden.

Die Signale YO, IO und QO werden mit Hilfe eines Zeitdehners 1342 mit einem Seitenexpansionsfaktor (der dem Seitenkompressionsfaktor des Kodierers gemäß Figur 1 entspricht) zeitlich gedehnt, um die ursprüngliche räumliche Beziehung der niederfrequenten Seitenfeldinformationen im Breitbildsignal, wie sie durch die restaurierten niederfrequenten Seitenfeldsignale YL, IL und QL dargestellt wird, wieder herzustellen. In ähnlicher Weise werden die Signale YE, IE und QE mit einem Zentralfeldkompressionsfaktor (der dem Zentralfeldexpansionsfaktor beim Kodierer gemäß Figur 1 entspricht) mittels eines Zeitverdichters 1344, um Raum für die Seitenfelder zu schaffen, zeitlich verdichtet, um die ursprüngliche räumliche Beziehung des Zentralfeldsignals im Breitbildsignal, wie sie von den restaurierten Zentralfeldsignalen YC, IC und QC dargestellt wird, wieder herzustellen. Der Zeitverdichter 1344 und der Zeitdehner 1342 können von der Art sein, wie sie in Figur 12 gezeigt werden. Die restaurierten niederfrequenten Seitenfeldinformationen YL, IL und QL werden in einer Kombiniereinrichtung 1346 mit den restaurierten hochfrequenten Seitenfeldinformationen YH, IH und QH, die wie folgt gewollt werden, kombiniert. Das vom Filter 1326 kommende hochfrequente Seitenfeldsignal SH wird von einem Verstärker 1350 zur Kompensation der durch das Dämpfungsglied 44 im Kodierer gemäß Figur 1 erzeugten Dämpfung mit einem Verstärkungsfaktor 4 verstärkt. Das verstärkte hochfrequente Seitenfeldsignal wird durch einen Demodulator 1352 quadraturdemoduliert und entspricht dann dem alternierenden Zwischenträgersignal ASC. Die demodulierten hochfrequenten Seitenfeldsignale X und Z werden an einem Luminanz-Chrominanz-Separator 1354, wie beispielsweise an einem Demultiplexer von der Art, wie er in Figur 8 gezeigt wird, für die Erzeugung von hochfrequenten Seitenfeldluminanzkomponenten LH und RH sowie von Farbsignalkomponenten IH und QH angelegt.

Speziell wird das Signal X für die Erzeugung von Signalen LH und IH demultiplexiert, und das Signal Z wird für die Erzeugung von Signalen RH und QH demultiplexiert, wie dies in Figur 5 veranschaulicht wird.

Die linken und rechten hochfrequenten Seitenfeldsignale LH und RH werden mit Hilfe eines Zeitverdichters 1356 mit einem Seitenkompressionsfaktor (der dem Seitenexpansionsfaktor beim Kodierer gemäß Figur 1 entspricht) zeitlich verdichtet. Der Verdichter ist von der Art, wie er in Verbindung mit Figur 12 erörtert wurde, und bildet die rechten und linken verdichteten hochfrequenten Seitenfeldsignale an richtiger Stelle in einer jeweiligen Horizontalabtastzeile ab, wodurch das räumlich restaurierte hochfrequente Seitenfeldsignal YH erzeugt wird.

Die räumlich restaurierten hochfrequenten Seitenfeldinformationen YH, IH und QH werden mit räumlich restaurierten niederfrequenten Seitenfeldinformationen YL, IL und QL zur Erzeugung rekonstruierter Seitenfeldsignale YS, IS und QS mit Hilfe der Kombiniereinrichtung 1346 kombiniert. Diese Signale werden zur Bildung eines vollständig rekonstruierten Breitbildluminanzsignals YF und vollständig rekonstruierter Breitbildfarbdifferenzsignale IF und QF mit Hilfe eines Spleißers 1360 gespleißt. Wie aus der folgenden Erörterung des Spleißers 1360 gemäß Figur 14 hervorgeht, wird das Spleißen der Seitenfeld- und der Zentralfeldsignalkomponenten in einer Weise ausgeführt, die einen sichtbaren Saum an der Grenze zwischen dem Zentralfeld und den Seitenfeldern wirklich eliminiert.

Die Breitbildsignale YF, IF und QF werden mit Hilfe eines Digital-Analog-Wandlers 1362 in eine analoge Form umgewandelt, bevor sie an einer Videosignalprozessor- und Matrixverstärkereinheit 1364 angelegt werden. Das Videosignalprozessorbauteil von Einheit 1364 umfaßt die Signalverstärkungs-, die Gleichspannungspegelverschiebungs-, die Peaking-, die Helligkeitsregelungs-, die Kontrastregelungs- und andere Videosignalverarbeitungsschaltungen herkömmlicher Art. Der Matrixverstärker 1364 kombiniert zur Erzeugung von farbbildrepräsentativen Videosignalen R, G und B das Luminanzsignal YF mit den Farbdifferenzsignalen IF und QF. Diese Farbsignale werden durch die Wiedergabe-Treiber-Verstärker in Einheit 1364 auf einen Pegel verstärkt, der für das direkte Betreiben einer Breitbild-Farbbild-Wiedergabevorrichtung 1370 wie beispielsweise einer Breitbild-Wiedergaberöhre geeignet ist.

In Figur 14 wird der Spleißer 1360 mit einem Netzwerk 1410 für die Herstellung des Luminanzsignals YF voller Bandbreite aus der Seitenfeld-Luminanzsignalkomponente YS und der Zentralfeld-Luminanzsignalkomponente YC sowie ein I-Signalspleißer 1420 und ein Q-Signalspleißer 1430, die hinsichtlich ihres Aufbaus und ihres Betriebs dem Netzwerk 1410 ähnlich sind, gezeigt. Wie zuvor erwähnt, werden das Zentralfeld und die Seitenfelder absichtlich um mehrere Pixel, z. B. 10 Pixel, überlappt. Somit haben sich die Zentralfeld- und die Seitenfeldsignale vor dem Spleißen während des Digitalkodier- und -Übertragungsprozesses mehrere redundante Pixel geteilt.

Beim Breitbildempfänger werden das Zentralfeld und die Seitenfelder aus ihren betreffenden Signalen rekonstruiert, aber auf Grund der zeitlichen Dehnung, der zeitlichen Verdichtung und der Filterung, die an den Feldsignalen vorgenommen werden, werden mehrere Pixel an den Seitenfeld-Zentralfeld-Grenzen verdorben oder verzerrt. Die Überlappungsbereiche (OL) und die verdorbenen Pixel (CP) (der Klarheit halber etwas übertrieben ausgedrückt) werden durch die Wellenform angezeigt, die zu den Signalen YS und YC in Figur 14 gehören. Wenn die Felder keinen Überlappungsbereich hätten, würden die verdorbenen Pixel aneinandergrenzen und ein Saum würde sichtbar werden. Es hat sich herausgestellt, daß ein Überlappungsbereich von zehn Pixeln Breite für die Kompensation von drei bis fünf verdorbenen Grenzpixeln groß genug ist.

Die redundanten Pixel erlauben das Mischen von Seitenfeldern und Zentralfeld im Überlappungsbereich. Ein Multiplizierer 1411 multipliziert das Seitenfeldsignal YS mit einer Bewertungsfunktion W in den Überlappungsbereichen, wie dies durch die zugehörige Wellenform veranschaulicht wird und bevor das Signal YS an einer Signal-Kombiniereinrichtung 1415 angelegt wird. In ähnlicher Weise wird das Zentralfeldsignal YC von einer Multipliziereinheit 1412 mit einer komplementären Bewertungsfunktion (1-W) in den Überlappungsbereichen multipliziert, wie dies durch die zugehörige Wellenform veranschaulicht wird und bevor das Signal YC an der Kombiniereinrichtung 1415 angelegt wird. Diese Bewertungsfunktionen haben über die Überlappungsbereiche hinweg eine lineare rampenförmige Charakteristik und enthalten Werte zwischen 0 und 1. Nach der Bewertung werden die Seiten- und Zentralfeldpixel von der Kombiniereinrichtung 1415 summiert, so daß jedes rekonstruierte Pixel eine lineare Kombination der Seiten- und Zentralfeldpixel ist.

Die Bewertungsfunktionen sollten sich in der Nähe der innersten Grenze des Überlappungsbereiches vorzugsweise Eins nähern und an der äußeren Grenze sollten sie sich Null nähern. Dies stellt sicher, daß die verdorbenen Pixel einen verhältnismäßig kleinen Einfluß auf die rekonstruierte Feldgrenze haben. Die dargestellte lineare rampenförmige Funktion erfüllt diese Anforderung. Die Bewertungsfunktionen jedoch müssen nicht linear sein, und eine nichtlineare Bewertungsfunktion mit krummlinigen oder gerundeten Endabschnitten, d. h. mit Abschnitten in der Nähe der Bewertungspunkte 1 und 0 kann auch verwendet werden. Eine solche Bewertungsfunktion kann ohne weiteres durch Filtern einer linearen rampenförmigen Bewertungsfunktion von der dargestellten Art erzielt werden.

Die Bewertungsfunktionen W und $1-W$ können ohne weiteres von einem Netzwerk einschließlich einer Sperrtabelle und einer subtraktiven Kombiniereinrichtung erzeugt werden, wobei das Netzwerk auf ein Eingangssignal anspricht, das die Pixelpositionen darstellt. Die Seitenfeld-Zentralfeld-Pixelüberlappungsstellen sind bekannt, und die Sperrtabelle wird so programmiert, daß sie Ausgangswerte von 0 bis 1 liefert, die der Bewertungsfunktion W als Reaktion auf das Eingangssignal entsprechen. Das Eingangssignal kann auf sehr verschiedene Weise entwickelt werden, und zwar beispielsweise von einem Zähler, der durch die einzelnen Horizontalzeilensynchronisierimpulse synchronisiert wird. Die komplementäre Bewertungsfunktion $1-W$ kann von der subtrahierenden Bewertungsfunktion W aus Eins erzeugt werden.

Die Prinzipien der offenbarten Erfindung sind auf andere Arten von Standard-Rundfunk-Fernsehsystemen, wie beispielsweise PAL, anwendbar.

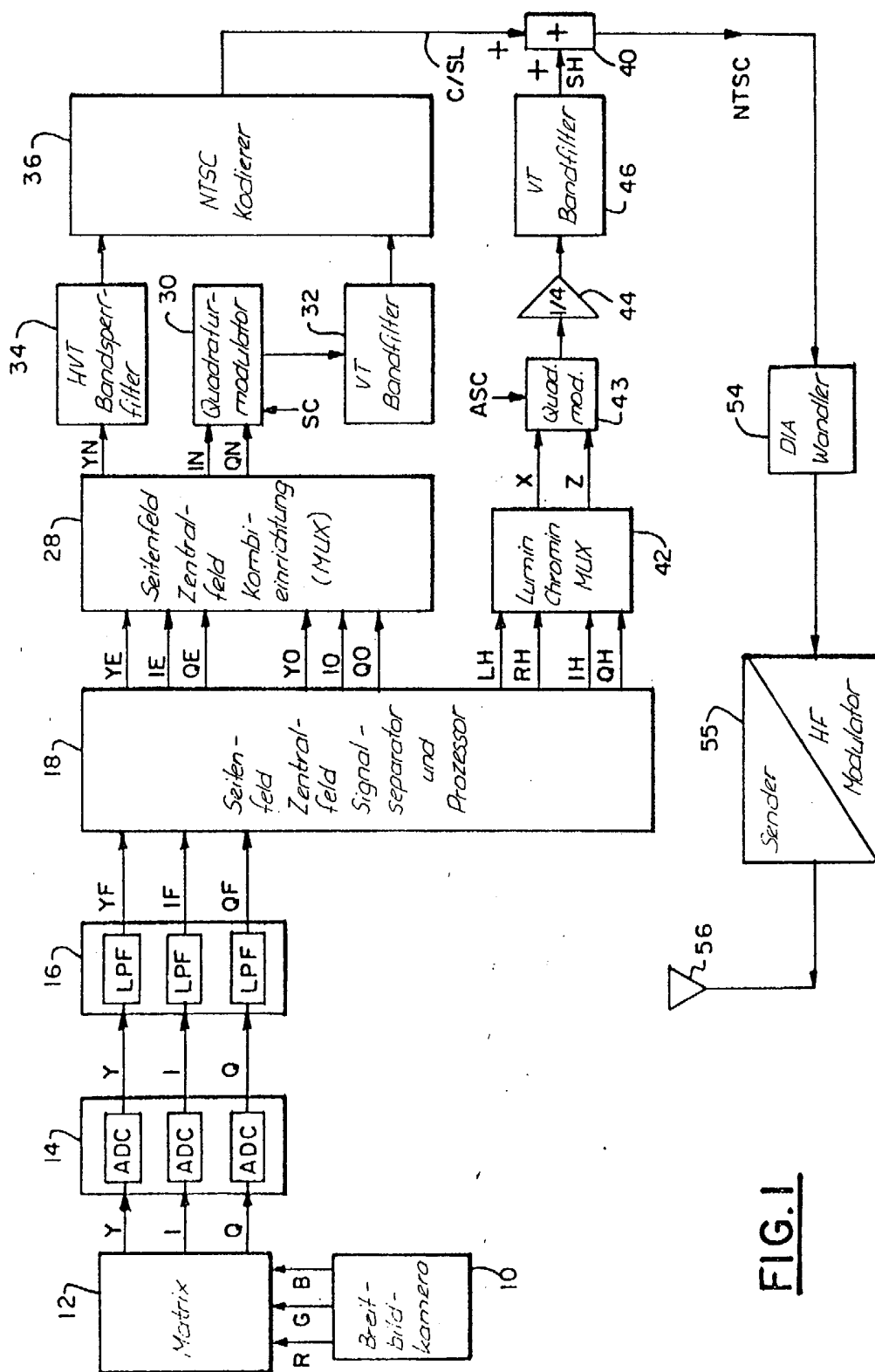


FIG. 1

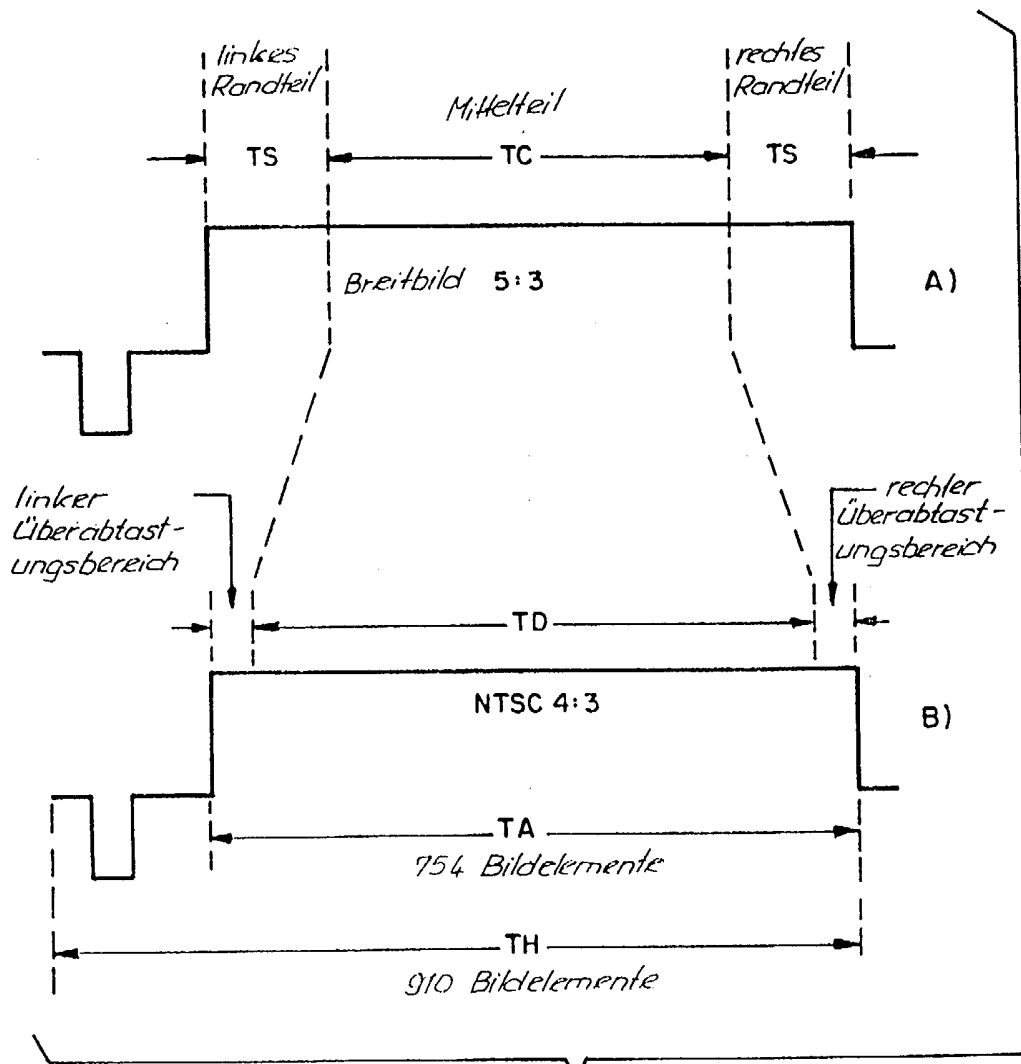
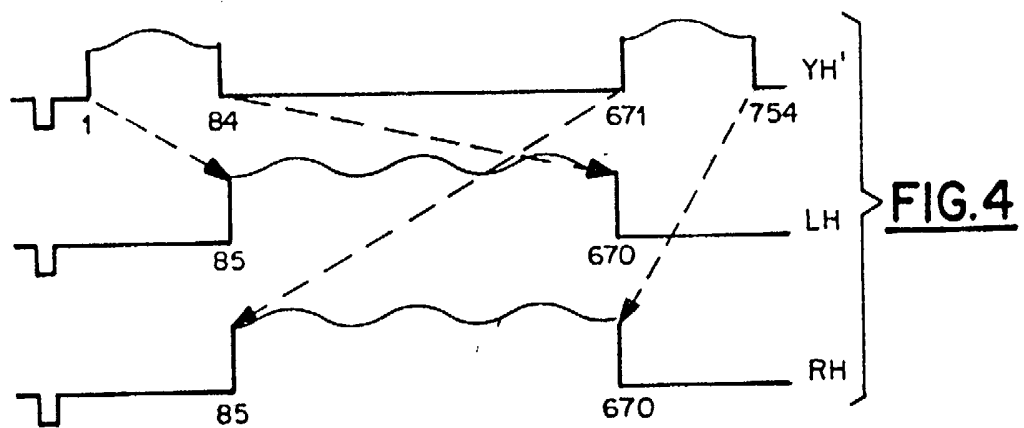
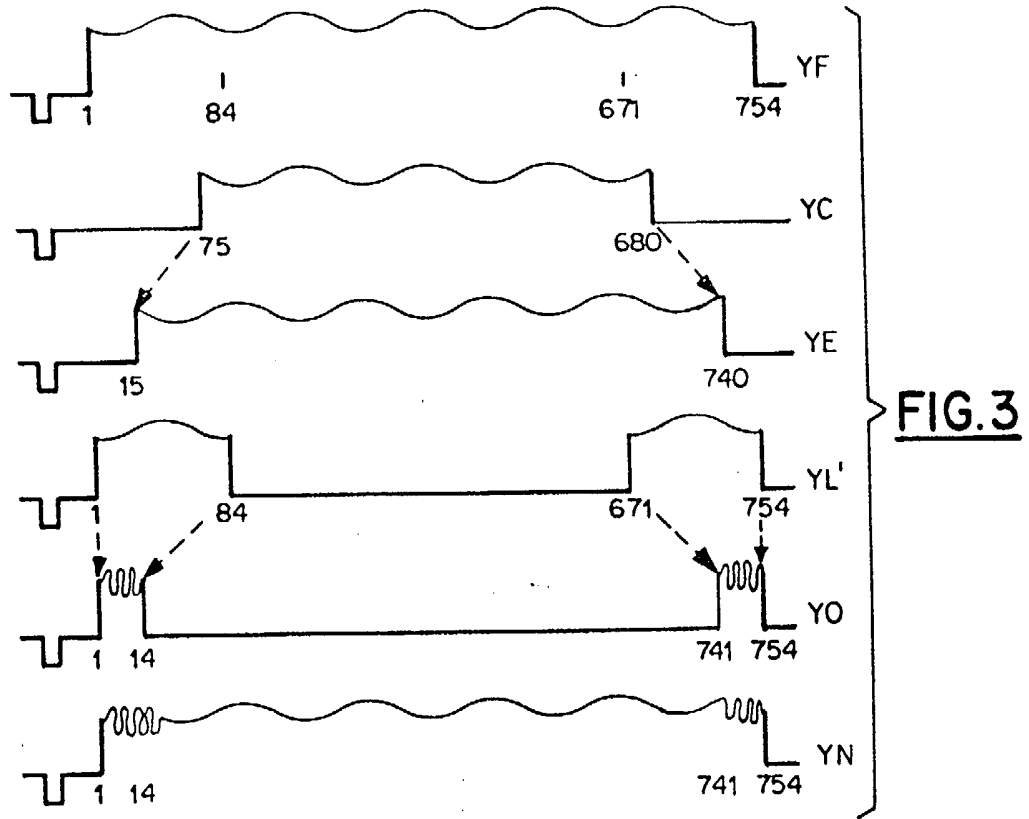


FIG.2



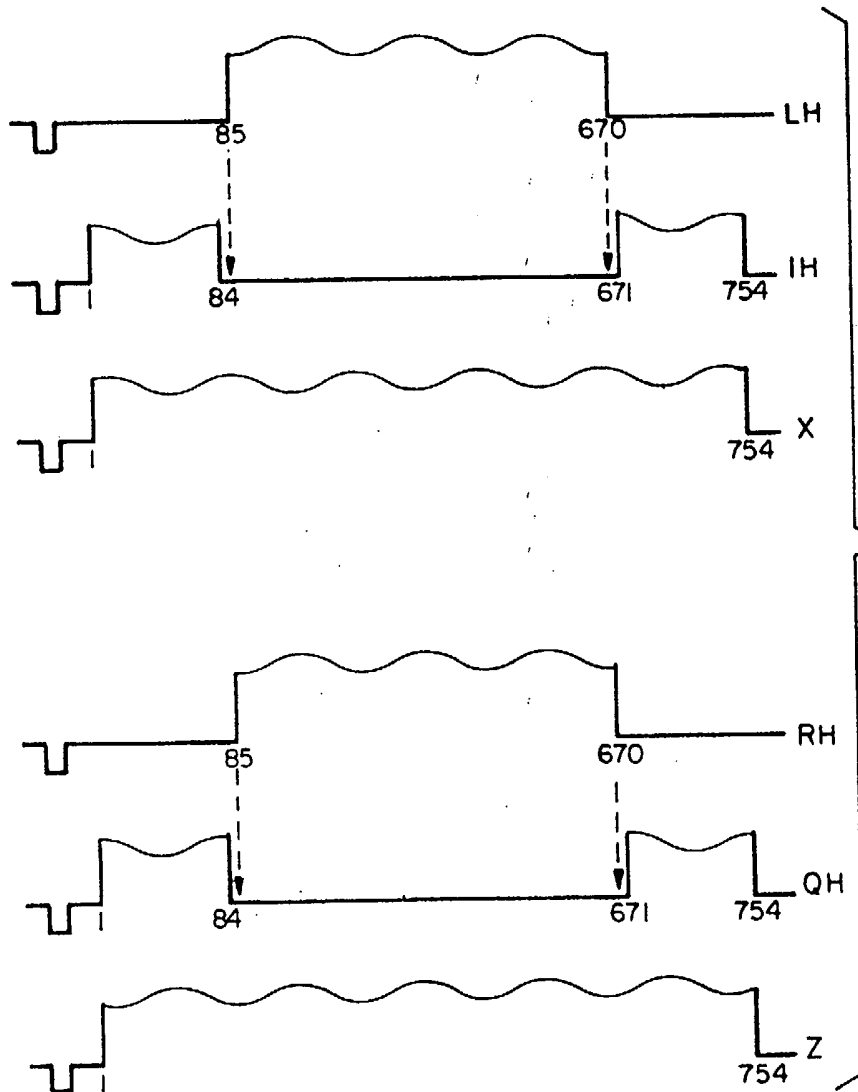


FIG. 5

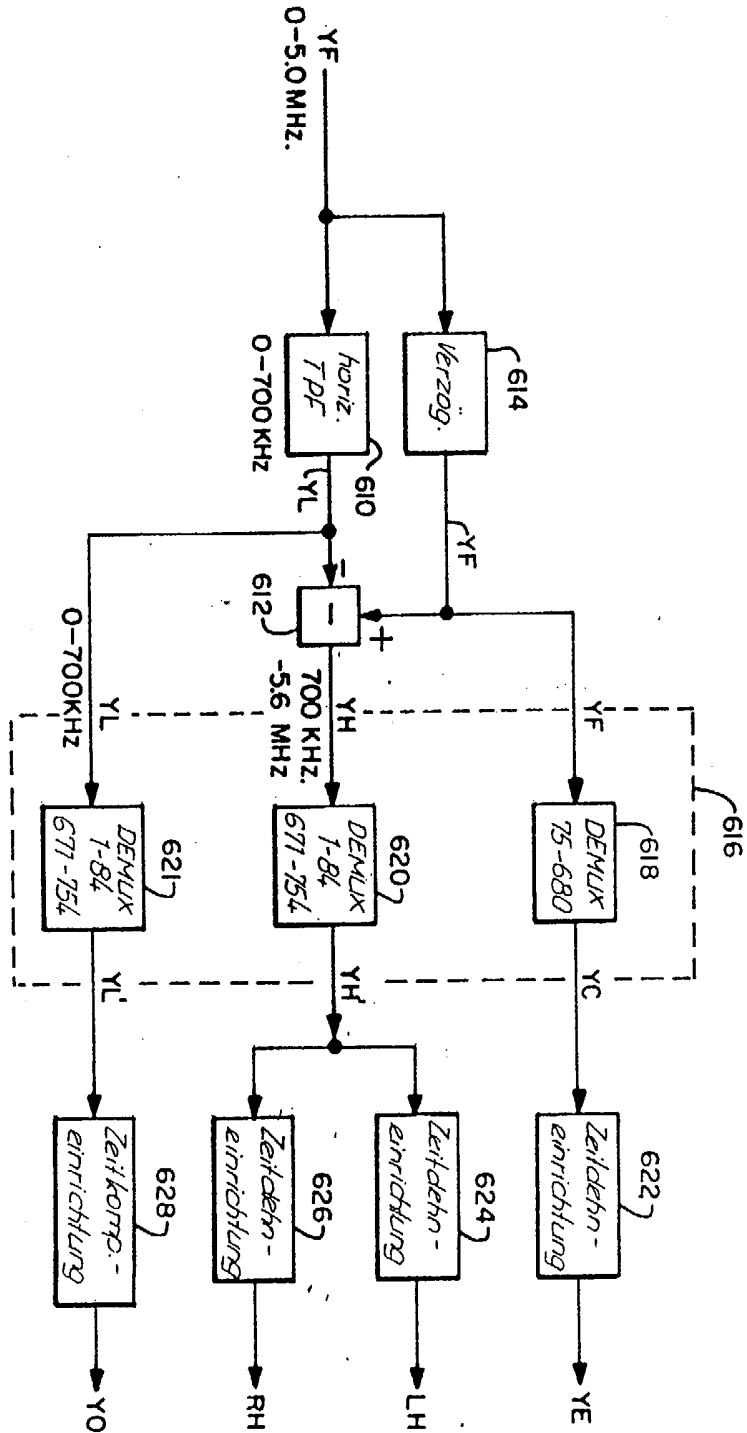


FIG. 6

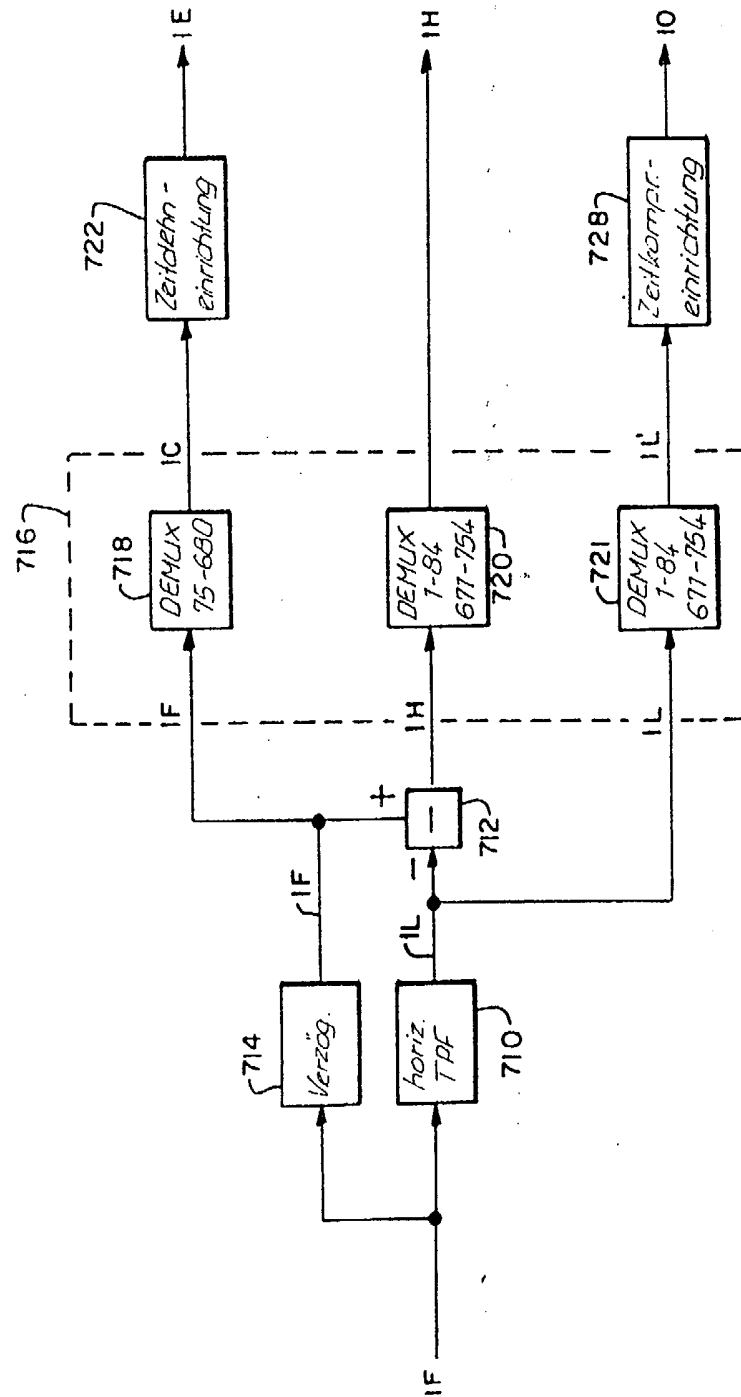


FIG. 7

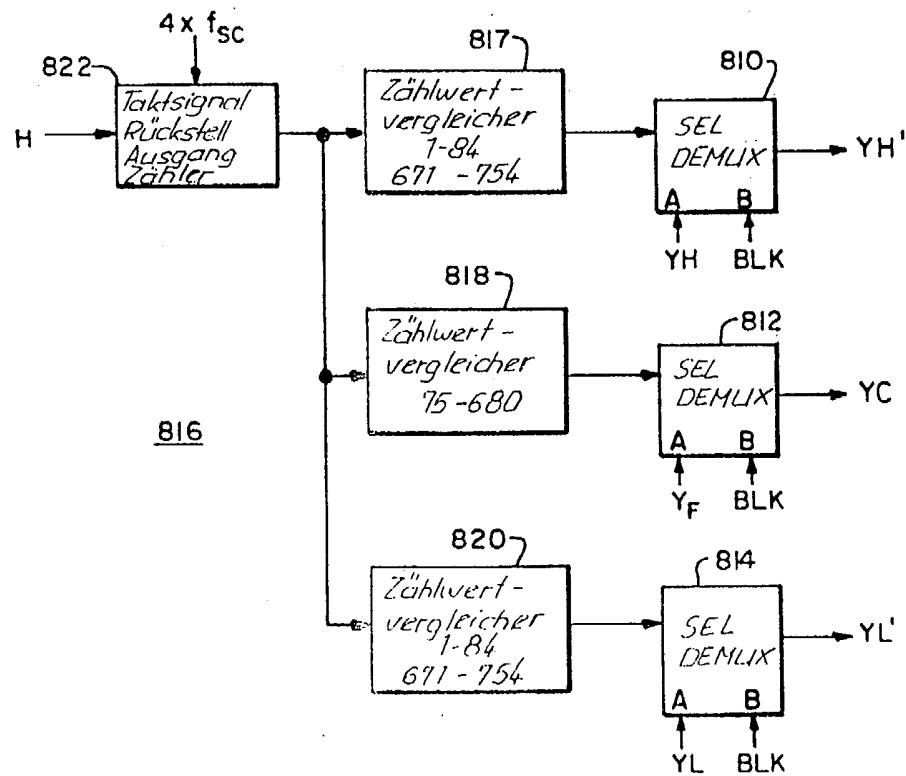
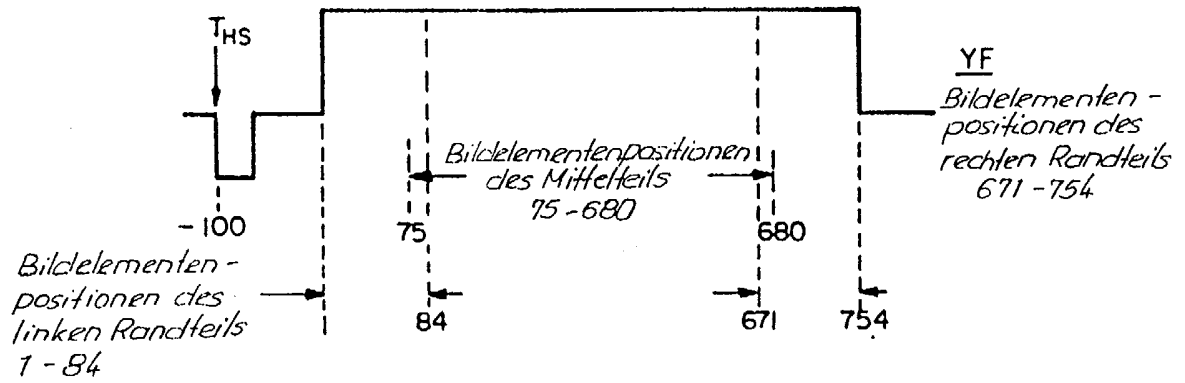


FIG. 8

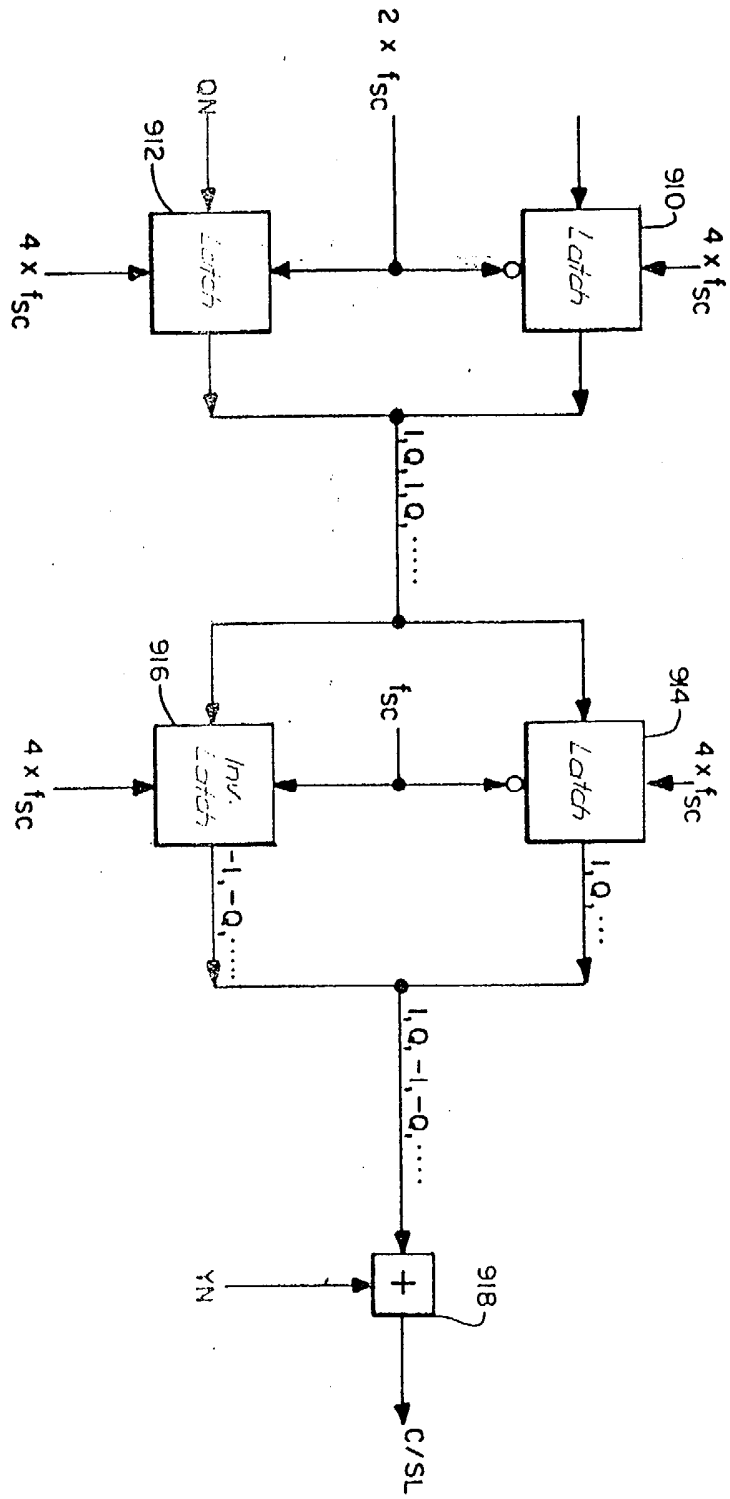


FIG. 9

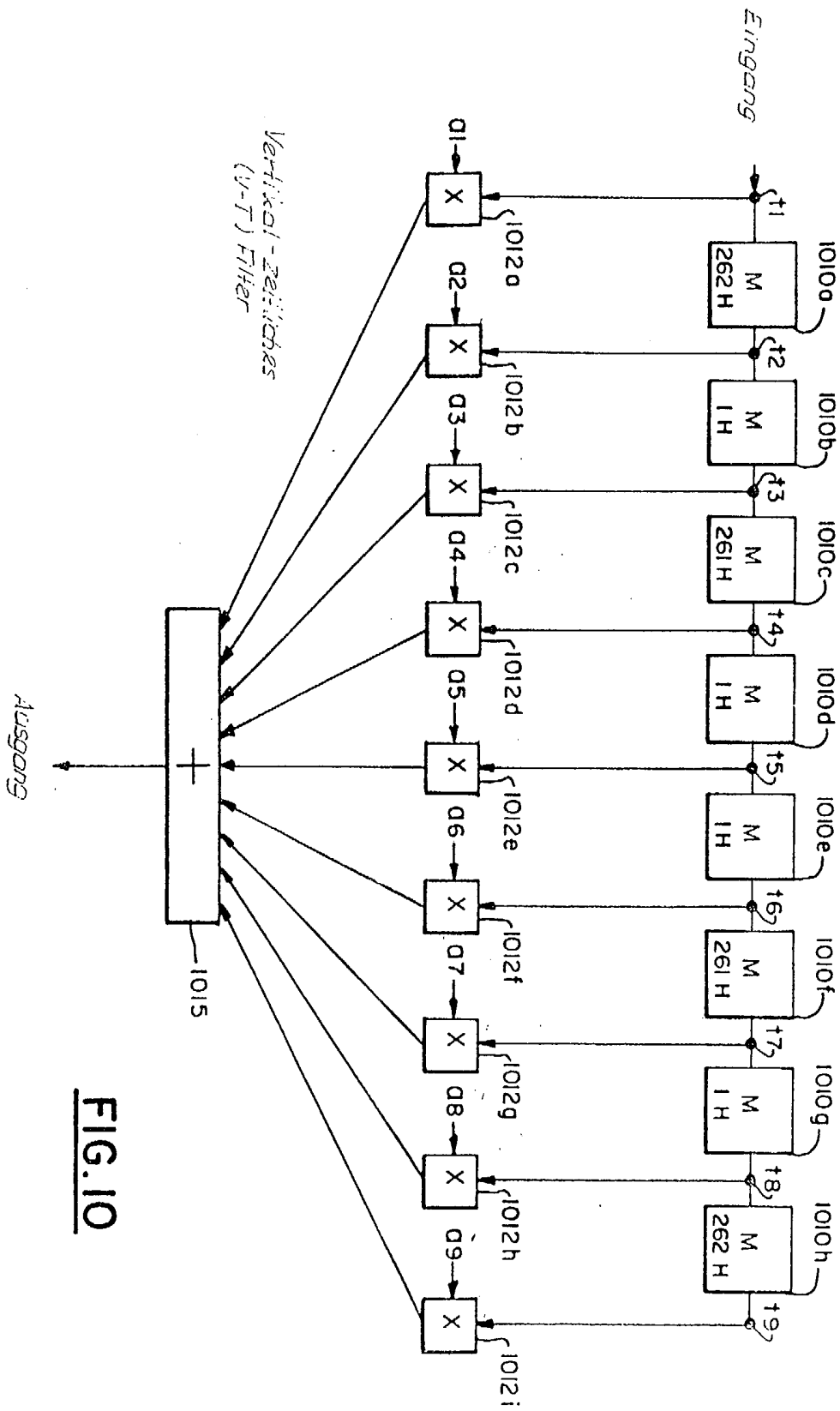


FIG. 10

	Gewichtskoeffizienten								
	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9
	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{4}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$
V-T Bandpaßfilter									
V-T Bandsperrfilter	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$

FIG.10a

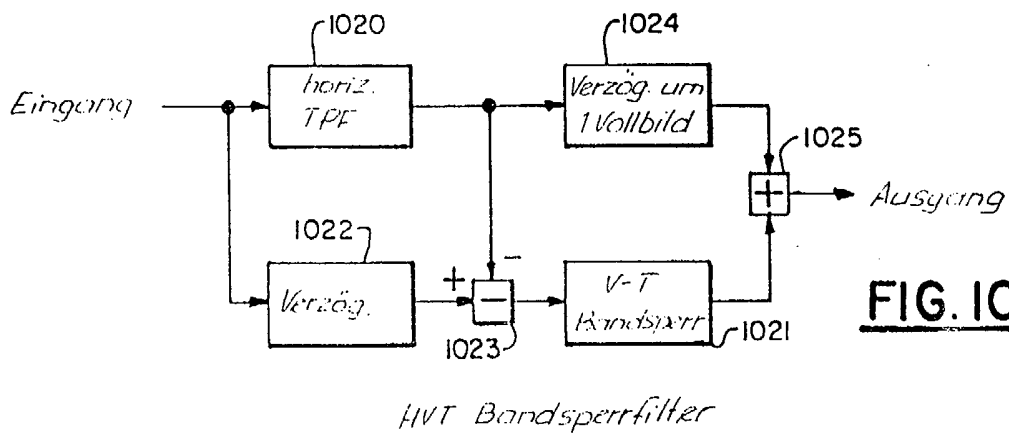


FIG.10b

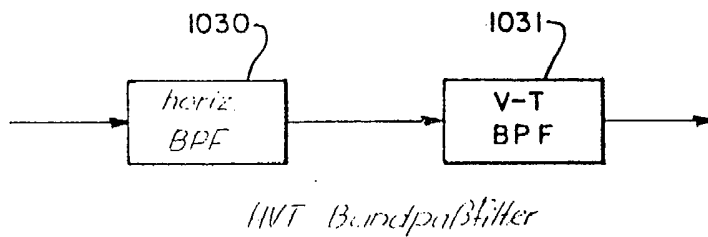


FIG.10c

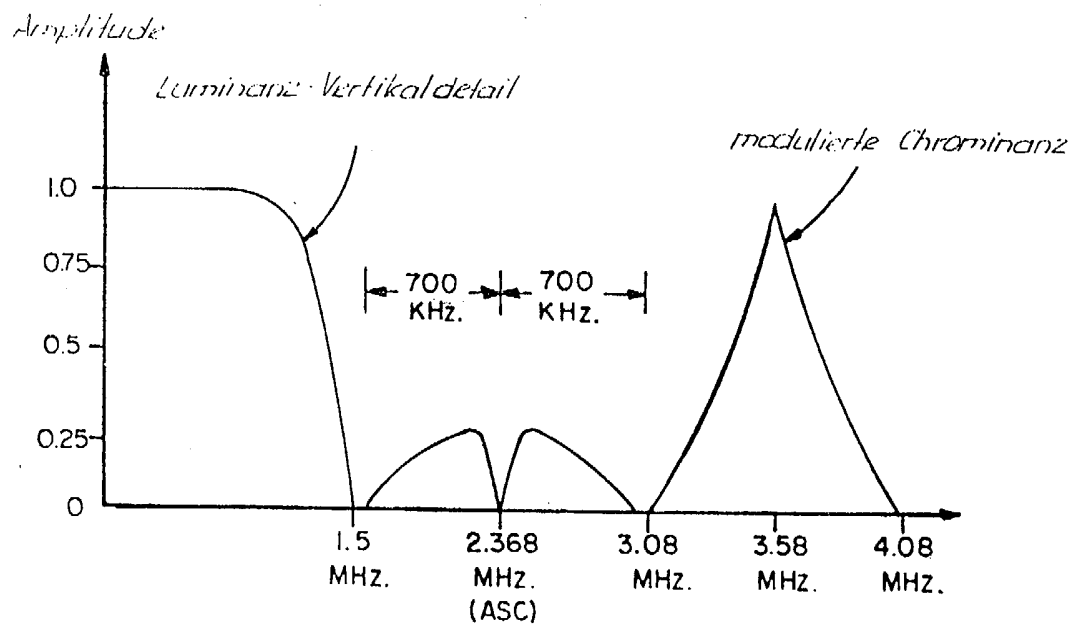


FIG. II

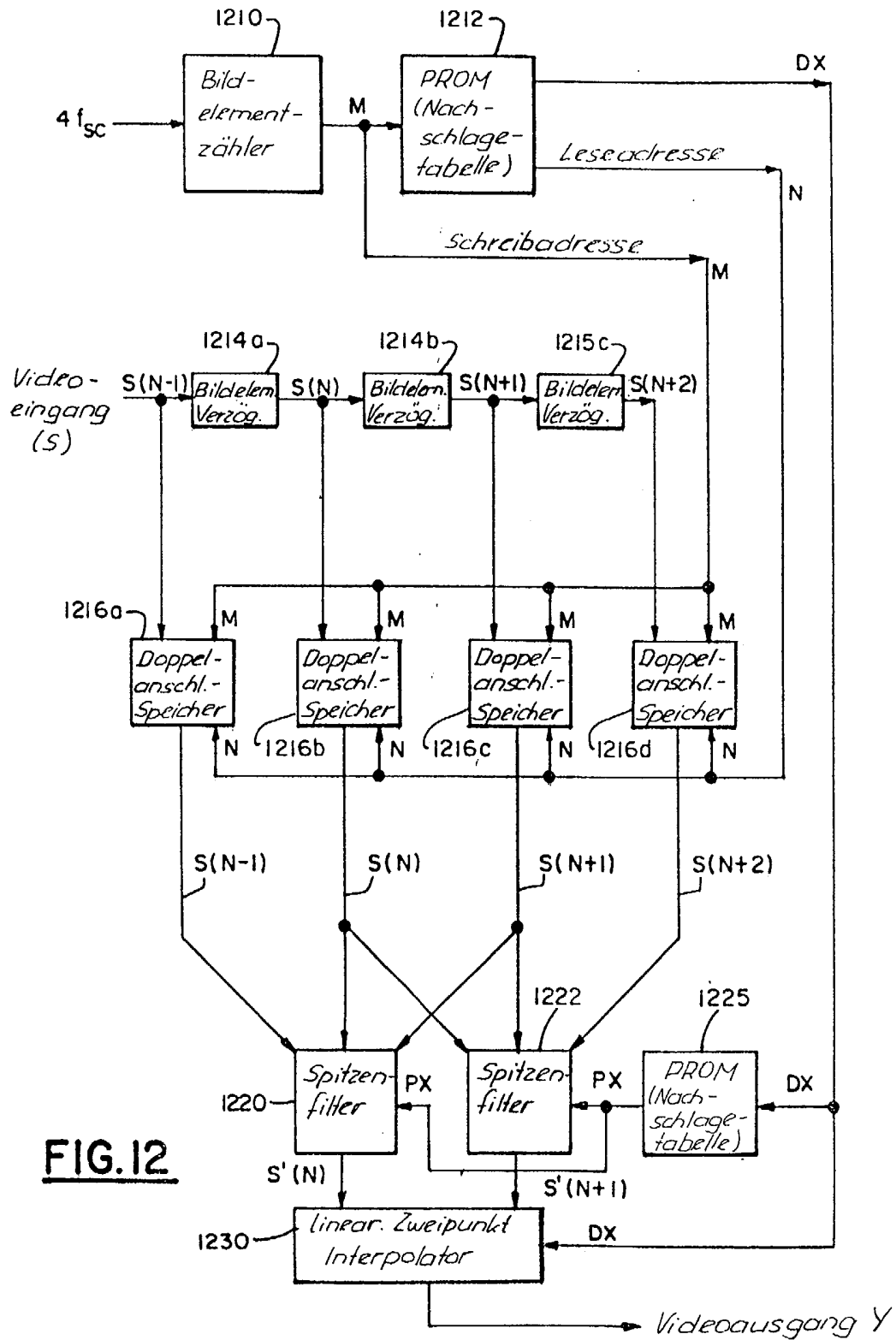


FIG. 12

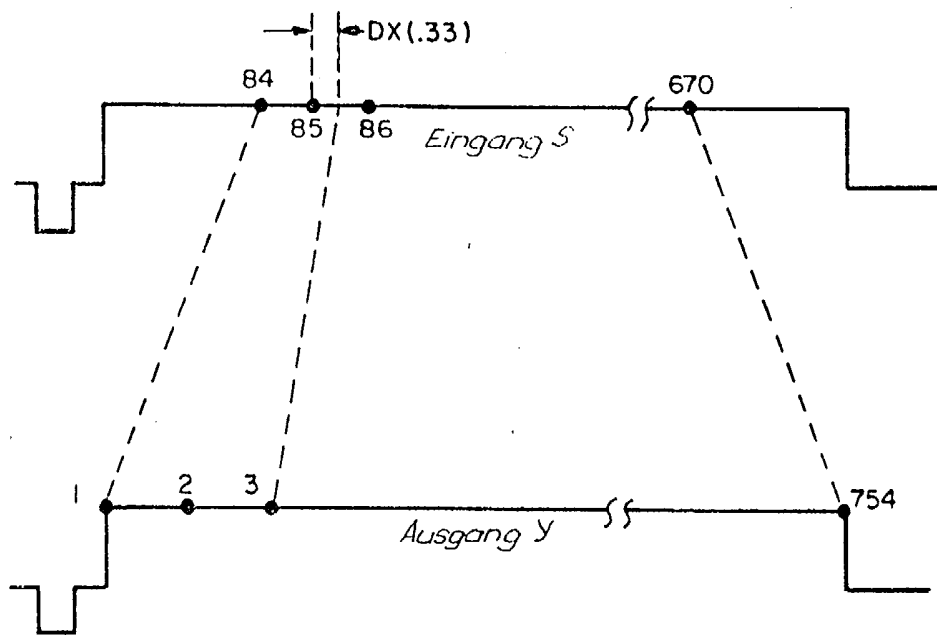


FIG. 12a

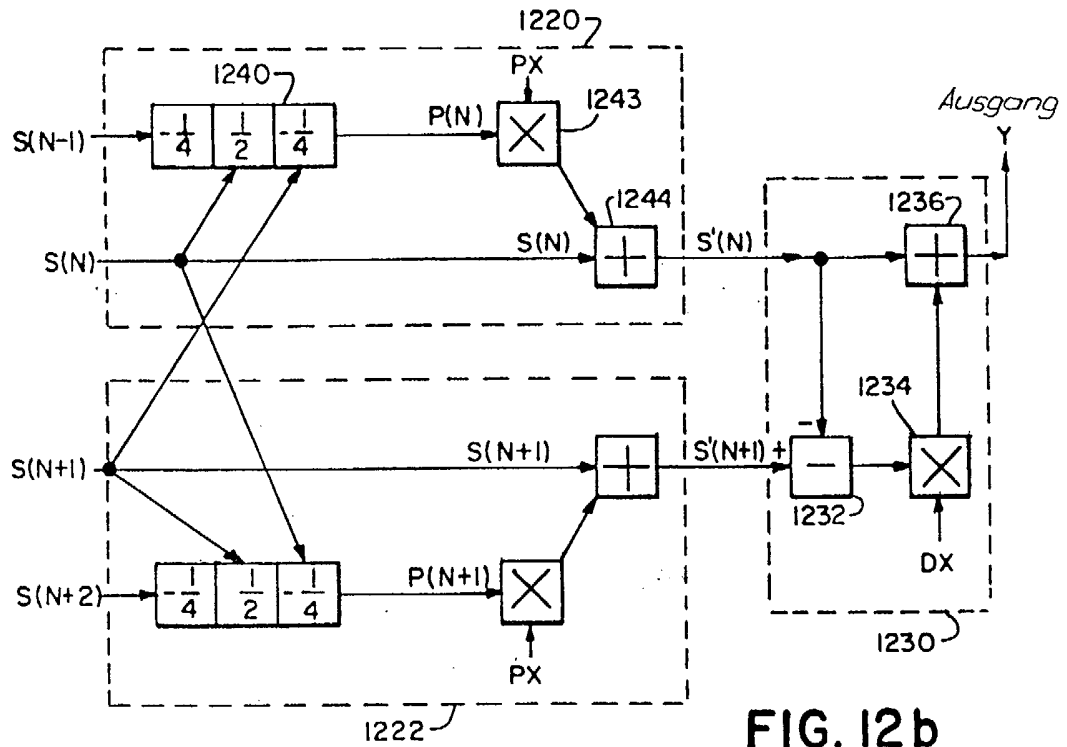


FIG. 12b

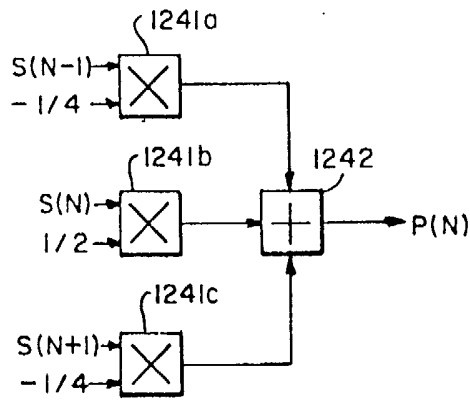


FIG. 12c

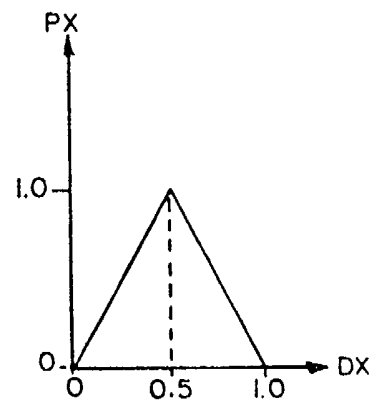


FIG. 12d

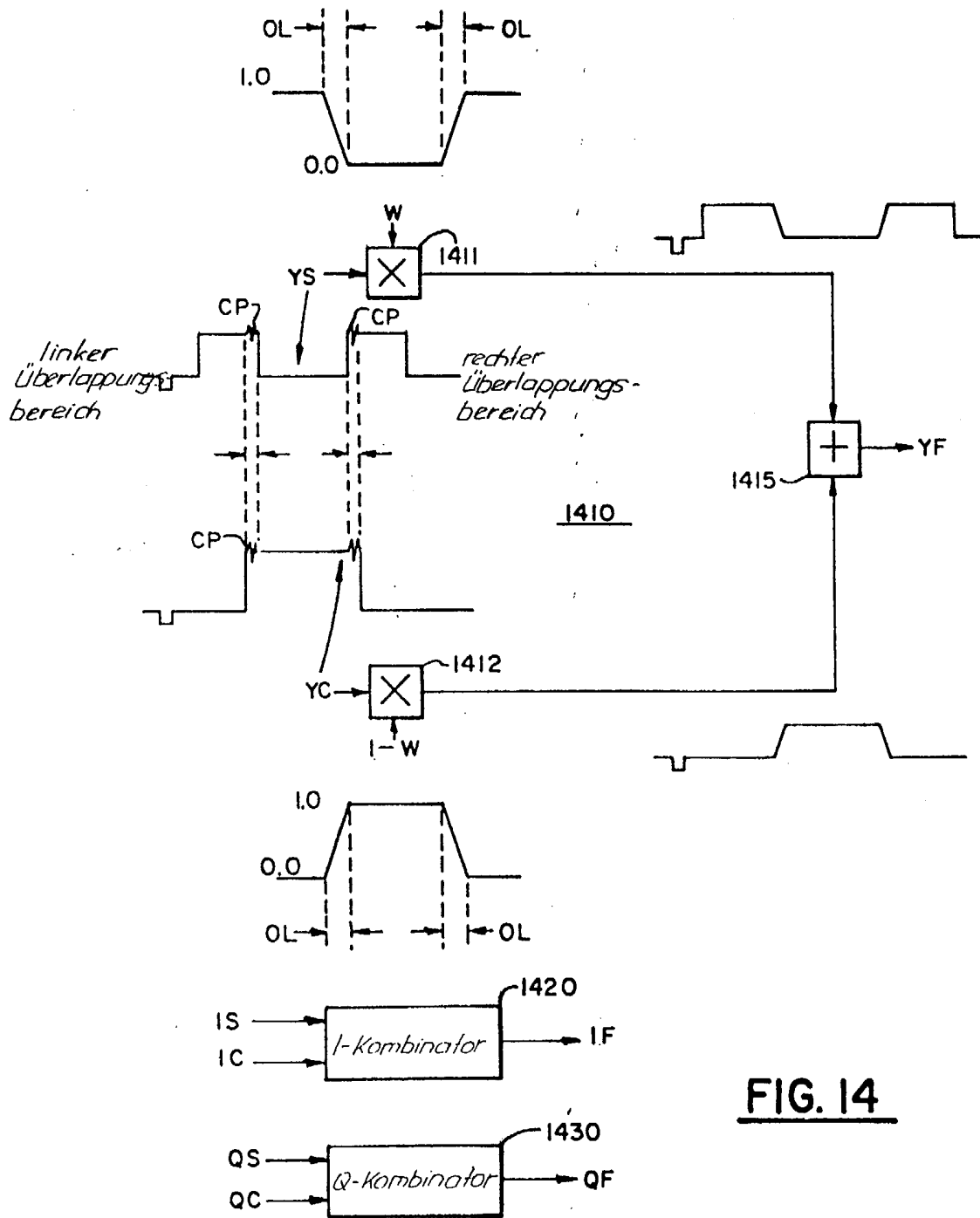


FIG. 14